ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

ТОМ II

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

МАШГИЗ


МАШГИЗ

ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

ТОМ III

Под редакцией
доктора технических наук
профессора
В. В. СОЛОДОВНИКОВА

*

МАШГИЗ

АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ И СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

Москва 1963

УДК 62—50.(022).

В книге рассмотрены автоматические регуляторы и следящие системы, применяемые в промышленности; приведены их типовые схемы, элементы конструкции, основные статические и динамические характеристики; указаны некоторые особености выбора параметров рассматриваемых регуляторов и следящих систем и даны рекомендации по их применению.

Для большинства автоматических регуляторов и следящих систем приведены динамические характеристики, полученные экспериментальным путем.

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников, а также преподавателей, аспирантов и студентов высших учебных заведений, занимающихся вопросами автоматического регулирования и управления.

Авторы тома:

Ю. Е. Рузский, канд. техн. наук (гл. II, III, IV, V).
В. В. Солодовников, д-р техн. наук (введение, гл. I);
В. К. Титов, канд. техн. наук (гл. VII);
Ю. И. Топчеев, канд. техн. наук (гл. VI, VIII, IX).

Редактор инж. **М. С. Елисеев**

Редакция литературы по средствам автоматизации и приборостроению
Зав. редакцией инж. Н. В. ПОКРОВСКИЙ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга представляет собой третий том коллективного труда, посвященного основам автоматического регулирования и автоматического управления.

В первом томе («Основы автоматического регулирования». Теория. Машгиз, 1954) были изложены основные методы теории автоматического регулирования.

Во втором томе («Основы автоматического регулирования». Машгиз, 1959) освещены вопросы классификации, описаны схемы и конструкции, а также приведены статические и динамические характеристики элементов, из которых состоят автоматические регуляторы, следящие системы и вычислительные машины.

В предлагаемом вниманию читателя третьем томе рассматриваются типовые схемы, конструкции, статические и динамические характеристики автоматических регуляторов и следящих систем.

В четвертом томе будут рассмотрены системы автоматического регулирования, применяемые в некоторых отраслях промышленности.

Ранее предполагалось, что весь труд будет состоять из трех томов. Однако чрезвычайно быстрое развитие кибернетики и теории автоматического управления, куда теория автоматического регулирования, по современным воззрениям, входит лишь как раздел, сделало тесными намеченные ранее границы данного труда. Поэтому было сочтено целесообразным увеличить объем труда до шести томов и именовать его «Основы автоматического управления», а не «Основы автоматического регулирования».

По существу второй том уже в некоторой степени подготовил для этого почву, так как в нем были рассмотрены элементы не только автоматических регуляторов и следящих систем, но и вычислительных машин как непрерывного, так и дискретного действия.

В пятом томе будут даны методы расчета и проектирования систем автоматического регулирования, рассматриваемых как составная часть систем автоматического управления.

И, наконец, последний шестой том предполагается посвятить технической кибернетике.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

I. ОБЩЕЕ ЗНАЧЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Одной из важнейших проблем жизни и развития человеческого общества, является проблема управления.

Она возникает в связи с целеустремленными процессами и явлениями сопровождающими жизнь.

Целеустремленные процессы управления ведут к повышению степени организованности материи, участвующей в явлениях жизни.

Возрастание степени организованности имеет место в самой живой природе, которая прошла в результате приспособления к окружающим условиям длительную эволюцию от простейших одноклеточных организмов до наиболее высокой из известных форм ее организации, какой является человек с его мозгом.

Возрастание степени организованности имеет место и в тех объектах неживой природы, которые производит человек для удовлетворения своих потребностей. В частности такими объектами являются машины, эволюционизировавшие от простейших орудий каменного века до современных электронных вычислительных машин, атомных реакторов и космических ракет.

В машинах процессы управления долгое время осуществлял человек. Однако по мере усложнения машин усложнялись и процессы управления ими. Поэтому возникла проблема автоматического управления, то-есть проблема передачи управления машинами самим машинам.

Если раньше техника ставила своей задачей облегчить физический труд человека, то теперь современные кибернетические устройства позволяют облегчить его умственный труд.

Соответственно этому, если до недавнего времени развитие техники было связано в основном с вопросами получения, передачи, преобразования и использования различных видов энергии, то теперь оно все в большей степени становится связанным также и с вопросами получения, передачи, преобразования и использования информации для управления.

В настоящее время машины, способные автоматически выполнять сложнейшие задачи управления, а также решать математические и логические вопросы, которые по объему и быстроте требуемых вычислений не под силу отдельному человеку и даже целым коллективам, являются реальной и насущной необходимостью.

Создание машин, облегчающих умственную деятельность человека, особенно важно для автоматического управления производственными процессами, для решения различных задач экономики, планирования и учета в народном хозяйстве, а также при техническом проектировании машин, приборов, различных сооружений и т. д.

Необходимость передачи машинам некоторых функций по управлению производственными процессами диктуется тем, что человеку становится все труднее управлять технологическими процессами вследствие их усложнения, повышения требований к точности, быстрого протекания во времени и т. п. Количество информации, которое необходимо переработать человеку в единицу времени, чтобы управлять процессом, оказывается столь большим, что он не успевает следить за им же созданными машинами и процессами. Устранение этой трудности путем простого увеличения количества обслуживающего персонала невозможно. Кроме того, часто сам характер производства (получение атомной энергии, химическая промышленность и др.) требует полной автоматизации всех производственных процессов.

Разрешить указанные трудности можно, переложив с человека на автоматы не только простые, но и сложные функции управления. Тогда появится возможность автоматически управлять не только отдельными участками или агрегатами, а технологическими процесса в масштабе цеха или даже завода, т. е. осуществлять их комплексную автоматизацию.

Однако нужно иметь в виду, что сложные функции управления осуществляются человеком часто при большом напряжении его умственных способностей: памяти, мобилизации накопленных знаний, опыта, способности принимать решения в зависимости от обстоятельств и т. д. Поэтому создание автоматических машин и устройств, способных осуществлять сложные функции управления, представляет собой исключительно сложную научную и техническую проблему.

Проблема получения мощных источников энергии стала осуществимой лишь тогда, когда человек научился широко использовать силы, скрытые в природе. Это привело к тому, что в настоящее время на каждого члена общества приходятся значительные мощности, воплощенные в машинах.

Точно так же проблема увеличения «интеллектуальной мощности» человечества стала разрешимой с использованием возможностей, заложенных в природе. Но если для отыскания принципов и законов, позволяющих получать большие количества энергии, необходимо было иметь дело с неживой природой, то для отыскания принципов и законов создания машин, облегчающих умственный труд человека, естественно обратиться к живой природе и, прежде всего, к самому человеческому организму, являющемуся наиболее совершенной управляющей системой.

Из сказанного ясно, насколько актуальной и практически важной является в настоящее время разработка теории управления, ставящей задачу — найти на основании методов точных наук общий подход к изучению всего многообразия процессов управления объектами самой различной природы с тем, чтобы результаты, полученные в одной области, можно было бы использовать в совершенно других областях.

Такого рода общая теория управления называется кибернетикой.

2. КИБЕРНЕТИКА

Слово кибернетика происходит от греческого «кибернетес», что означает кормчий, рулевой. Термином «кибернетика» пользовался в смысле науки о кораблевождении, еще Платон. Затем оно было использовано в 1834 г. Ампером. В «Очерках по философии наук» Ампер, пытаясь классифицировать все научные знания, дал название «кибернетика» предполагаемой им новой науке, которая должна изучать способы управления обществом. Впоследствии этот термин не получил однако распространения и был забыт. Снова он был введен Норбертом Винером, опубликовавшим в 1948 г. книгу под названием «Кибернетика, или управление и связь в живых организмах и машинах». Уже само название книги определяет кибернетику как общую теорию управления.

Процессы управления, протекающие в различных объектах, имеют механическую, физическую, химическую, биологическую или какую-либо другую природу. Однако вне зависимости от того, имеют ли они место в живых организмах или машинах, их сущность, с определенной точки зрения, остается одной и той же и заключается в том, что процессы управления связаны с получением, передачей, переработкой и использованием информации. Действительно, как в живых организмах, так и в машинах, для того чтобы был возможен процесс управления, должны быть чувствительные органы, осуществляющие их связь с внешним миром и служащие для собирания (обычно при очень малом потреблении энергии) информации об окружающей обстановке. Эта информация, принятая чувствительными органами, должна преобразовываться внутри организма или машины в форму, пригодную для ее дальнейшего использования, и передаваться по тем или иным каналам связи (нервная система человека, телефонные, телеграфные линии связи и т. д.).

Как в живых организмах, так и в машинах имеется центральный орган управления (человеческий мозг, управляющая вычислительная машина и т. д.), функция которого состоит в том, чтобы принять решение, т. е. выработать сигнал управления на основе принятой информации. Как в тех, так и в других должны иметься исполнительные органы, при помощи которых сигнал

управления преобразуется в требуемое воздействие на управляемый объект.

Имея в виду данную выше краткую общую характеристику процессов управления, можно дать следующее определение кибернетики. Кибернетика — отрасль знаний, занимающаяся установлением общих принципов и законов управления объектами различной природы для достижения ими определенных целей на основе получения, передачи, переработки и использования информации.

Кибернетика не ограничивается приведенной выше поверхностной аналогией между процессами управления в живых организмах и машинах, а идет по этому пути дальше, показывая, что эта аналогия может служить не только для наглядных сравнений, но и для исследования и объяснения явлений, происходящих в живых организмах.

Аналогия в рамках понятия информации между процессами управления в живых организмах и машинах полезна не только для изучения живых организмов, но и для дальнейшего прогресса техники. Мы видели, насколько актуальной стала сейчас проблема автоматизации многих функций, связанных с умственной деятельностью человека. Имеются все основания считать, что решение этой проблемы может быть существенно облегчено, если рассматривать человеческий организм как наиболее совершенную систему управления, созданную природой, применять к ее изучению информационный подход, разрабатывать математические модели, отображающие те или иные функции и принципы управления, осуществляемые человеческим мозгом, и, наконец, реализовывать эти математические модели в виде автоматически действующих систем. Именно эта идея, согласно которой процессы управления в живых организмах могут помочь при разработке систем автоматического управления в технике, а последние, наоборот, могут служить моделью при исследовании процессов управления в живых организмах, является одной из основных идей кибернетики.

Нужно подчеркнуть, что идея взаимного использования результатов биологических и технических наук не нова. Так, физика и физиология идут рука об руку уже в течение долгого времени. Например, открытие Гарвеем (1616 г.) явления циркуляции крови в значительной мере связано с работой над воздушными помпами, в которой он участвовал. Белл изобрел телефон после того, как сконструировал модель языка и горла. Микрофон был разработан на основе изучения структуры человеческого уха. Новое в этом вопросе заключается лишь в том, что сейчас общество подошло к необходимости создания машин, имитирующих различные стороны деятельности наиболее сложного и совершенного элемента человеческого организма — мозга и связанной с ним нервной системы.

Основным методом кибернетики является метод алгоритмизации. Согласно этому методу всякий процесс управления представляется в виде некоторой последовательности связанных друг с другом математических и логических операций, называемой алгоритмом.

Кибернетика не делает упор на физическую, биологическую, физиологическую или какую-либо другую природу процессов управления. Она стремится использовать результаты различных наук, специально посвященных изучению различных классов управляющих систем для того, чтобы обобщить эти результаты в части, касающейся вопросов управления, выявить общие принципы и законы управления различными объектами на основе понятия информации.

Такое абстрагирование позволяет кибернетике на основе точного количественного определения понятия информации применять для исследования информационных процессов управления методы точных наук и современный математический аппарат вне зависимости от того, к какой категории явлений они относятся.

Но, с другой стороны, это абстрагирование ограничивает рамки кибернетики границами применимости алгоритмического и информационного подхода к изучению процессов управления, а также аналогий, которые можно провести в рамках этих понятий.

В зависимости от того, к какой отрасли знаний применяется информационный и алгоритмический подход к изучению процессов управления, можно говорить о технической кибернетике, биологической кибернетике, экономической кибернетике и т. д.

Наряду с подразделением кибернетики по отраслям знаний, в ней целесообразно выделить два основных направления. Первое из этих направлений занимается изучением и анализом уже существующих в живой природе процессов управления, например, процессов управления в человеческом организме, информационных процессов, управляющих наследственностью, и т. д. Это направление кибернетики естественно назвать «аналитической» кибернетикой.

Основная задача второго направления состоит в разработке принципов и методов реализации процессов управления объектами различной природы в соответствии с целями, которые ставятся человеком. В противоположность первому направлению это — «активная» кибернетика, служащая цели покорения человеком сил природы путем его активного вмешательства в окружающие процессы и явления. В свое время[1] было предложено этот раздел кибернетики называть регнетикой (от латинского слова «regnare», что значит управлять).

[1] См. Солодовников В. В. Основные черты технической кибернетики. Сб. «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 1, 1958, с. 9.

Регнетика — это прикладная кибернетика, занимающаяся на основе теории информации разработкой принципов, алгоритмов и методов управления, которые могут быть реализованы при помощи имеющихся в распоряжении человека средств управления.

В принципе этими средствами управления могут быть не только технические средства, но и живая материя и даже люди, если в рассматриваемой системе управления они играют, например, роль операторов.

Итак, регнетику можно определить как раздел кибернетики, занимающийся теми процессами управления, которые могут быть организованы человеком.

Такие процессы управления можно рассматривать как автоматические с той точки зрения, что их протекание, после того как определена их цель, и алгоритм управления не требуют вмешательства человека в процесс управления, поставившего эту цель.

Поэтому регнетика это просто более короткое название теории автоматического управления, точно так же как кибернетика есть краткое название общей теории управления.

3. АВТОМАТИКА И АВТОМАТИЗАЦИЯ

Из предыдущего рассмотрения очевидно, что между кибернетикой и автоматикой имеется тесная связь. Для того чтобы уточнить этот вопрос, перейдем к определению понятия автоматики.

Устройство, машина, агрегат, производственный процесс называются автоматическими, если они выполняют свои основные функции самостоятельно, без вмешательства человека.

Производственный процесс представляет собой координированное взаимодействие людей, машин, агрегатов, оборудования, аппаратуры с целью производства продукта (энергии, вещества, информации, деталей, машин; приборов и т. д.), обладающего заданными свойствами.

Отдельные машины, агрегаты, участвующие в производственном процессе, могут быть связаны друг с другом при помощи различного оборудования и образовывать взаимосвязанную автоматическую систему, т. е. систему, выполняющую поставленную перед ней цель без участия человека.

Автоматика — это наука об общих принципах и методах построения автоматических систем, т. е. автоматических машин, агрегатов, цехов, заводов, выполняющих поставленные перед ними цели без непосредственного участия человека.

Автоматические системы можно подразделить на два основных класса:

1. Циклические, или детерминированные, автоматические системы, т. е. системы самостоятельно, без не-

посредственного вмешательства человека, осуществляющие заданную им цель в соответствии с заранее установленной для них жесткой программой или неизменной последовательностью действий. В этих системах информационные процессы играют вспомогательную роль (станки-автоматы, поточные линии и т. д.).

2. Ациклические, или информационные, автоматические системы, т. е. системы, которые самостоятельно, без непосредственного вмешательства человека, стремятся к осуществлению заданной им цели при помощи заранее непредсказуемой последовательности действий, выбор которой производится самой системой в зависимости от условий ее работы. В основе функционирования этих систем лежат процессы восприятия, передачи, переработки и использования информации.

Если предметом автоматики являются автоматические системы обоих классов и в этом отношении она шире, чем кибернетика, которую интересуют лишь ациклические, или информационные, автоматические системы, то кибернетика шире автоматики в том смысле, что предметом ее изучения являются не только автоматические, но любые системы, в которых происходят процессы управления на основе использования информации.

Если автоматика — наука об автоматических системах, то что же такое автоматизация?

Когда мы говорим об электрификации какого-либо процесса, то обычно имеем в виду его превращение из процесса, основанного на использовании какого-либо вида энергии, в процесс, основанный на использовании электрической энергии.

Точно так же, когда мы говорим об автоматизации какого-либо процесса, машины или операции, то мы обычно имеем в виду их превращение из неавтоматических в автоматические.

Поэтому под автоматизацией следует понимать применение методов и средств автоматики для превращения машин, агрегатов, производственных процессов из неавтоматических, т. е. управляемых человеком, в автоматические.

Автоматизация участка производства, цеха, завода и т. д. называется частичной, если автоматизированы лишь отдельные операции, отдельные машины и агрегаты, участвующие в производственном процессе.

Так, например, при частично автоматизированной тепловой электростанции могут быть автоматизированы операции, требуемые для стабилизации различных параметров, характеризующих режим работы основных агрегатов станции. При этом ряд операций может оставаться неавтоматизированным и управление всей станцией в целом должно осуществляться диспетчером.

Типичными задачами, возлагаемыми на автоматические устройства на этой стадии развития автоматизации, являются

задачи регулирования. Последние заключаются в том, чтобы стабилизировать на определенных значениях или изменять по определенной программе, выбираемой оператором, величины или параметры, определяющие режим работы объекта регулирования, а также для того, чтобы отрабатывать сигналы, закон изменения которых заранее не может быть предугадан.

Эти сигналы могут образоваться либо оператором (диспетчером), либо внешними к объекту регулирования условиями, не зависящими от процессов, происходящих внутри него.

Участок производства, цех, завод называются *комплексно-автоматизированными*, если они осуществляют свои функции без участия человека в процессе управления ими.

Из этого определения следует, что комплексная автоматизация требует переложения с человека на машины не только простых, но и сложных функций управления, связанных с принятием решений.

Цех, завод и т. д. можно назвать комплексно-автоматизированным, если он автоматизирован в целом.

Если же комплексно автоматизированы лишь отдельные участки производства, а для нормального протекания всего производственного процесса требуется вмешательство человека, то процесс является частично автоматизированным.

При комплексной автоматизации на автоматические устройства стремятся возложить не только сравнительно простые функции управления, но и гораздо более сложные.

При автоматическом решении сложных задач управления входные сигналы, отрабатываемые системами автоматического регулирования, должны вырабатываться не оператором, а некоторым автоматическим устройством. Это автоматическое устройство обычно называется управляющей машиной. Управляющая машина управляет, координирует, делает взаимно согласованной, подчиненной единой цели управления работу систем автоматического регулирования. Такие системы, выполняющие сложные функции управления и состоящие из управляемого объекта, управляющей машины и автоматических регуляторов, являются системами автоматического управления.

Дальнейшее изложение посвящено автоматическим регуляторам и системам автоматического регулирования, рассматриваемым как составная часть систем автоматического управления.

ГЛАВА I

УПРАВЛЕНИЕ И РЕГУЛИРОВАНИЕ (ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ)

1. ОСНОВНАЯ ПРОБЛЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Для того чтобы раскрыть содержание и предмет теории автоматического управления необходимо прежде всего остановиться на формулировке основной проблемы управления.

В дальнейшем это будет сделано в первую очередь применительно к ациклическим или информационным автоматическим системам, разработка теории которых представляет собой задачу как регнетики, так и автоматики.

Всякий процесс управления подразумевает наличие *объекта управления* (электрическая машина, доменная печь, ракета) и *управляющей системы* (оператор, автоматический регулятор, управляющая машина).

Совокупность объекта управления и управляющей системы представляет собой *систему управления.*

Поведение всякой системы управления определяется:

1) окружающей обстановкой или внешними условиями;
2) свойствами самой системы или внутренними условиями;
3) целью управления.

Информация о поведении объекта управления во времени, т. е. информация о внутренних условиях, в частности, может содержаться в заданных на конечном интервале $0 \leqslant t \leqslant T$ функциях времени $x_1(t), x_2(t), \ldots, x_n(t)$, общее число которых равно n.

Функции $x_i(t)$, где $i = 1, 2, \ldots, n$, назовем переменными *состояния.* Условимся рассматривать переменные x_i как компоненты n-мерного вектора $\vec{x}$, называемого вектором состояния управляемого объекта.

Вектор состояния $\vec{x}$ определяется матрицей, имеющей один столбец.

$$\vec{x} = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{vmatrix}$$

Объект, состояние которого описывается n переменными, называется n-мерным.

На изменения вектора состояния $\vec{x}$ (или его производных) в процессе управления обычно накладываются определенные требования или ограничения.

Например, эти требования могут состоять в том, чтобы объект, находившийся в начальный момент в состоянии $(\vec{x})_{t=0} = \vec{x}_{00}$, к концу процесса управления переходил в заданное состояние $(\vec{x})_{t=T} = \vec{x}_{0T}$.

В других случаях может потребоваться, чтобы вектор состояния $\vec{x}$ (или его производные) не выходил из заданных пределов, т. е. чтобы имело место неравенство

$$\vec{x}_{\min} \leqslant \vec{x}(t) \leqslant \vec{x}_{\max}.$$

Наконец, может потребоваться, чтобы вектор состояния (или отдельные его компоненты) представлял собой заданную функцию времени, т. е. чтобы имело место равенство

$$\vec{x}(t) = \vec{x}_0(t).$$

Состояние объекта, описываемое вектором состояния $\vec{x}$, изменяется под влиянием трех основных факторов. Первым фактором является влияние на объект внешней по отношению к нему среды. Информация о влиянии внешней среды на объект (внешние условия) может содержаться в функциях времени $f_i(t)$, где $i = 1, 2, ..., m$, рассматриваемых как компоненты m-мерного вектора

$$\vec{f} = \begin{vmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f_m \end{vmatrix},$$

называемого *вектором внешних воздействий или входным вектором.*

Внешние воздействия или входные переменные $f_i(t)$ представляют собой независимые переменные, изменение которых характеризует неконтролируемое влияние внешней среды на объект управления.

Вторым фактором, под влиянием которого изменяется состояние объекта, является влияние на объект управляющей системы (например, изменение тока возбуждения электрической машины, количества дутья в домне, поворот рулей ракеты и т. д.). Влияние на объект управляющей системы описывается функциями времени $y_i(t)$, $i = 1, 2, \ldots k$, которые называются *управляющими воздействиями.*

Совокупность переменных $y_i(t)$ образует вектор

$$\vec{y} = \begin{vmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_k \end{vmatrix},$$

называемый вектором управления.

Итак, состояние объекта управления зависит: от вектора внешних воздействий $\vec{f}$, вектора управления $\vec{y}$ и функциональной связи между векторами $\vec{f}$, $\vec{y}$ и вектором состояния $\vec{x}$, зависящей от динамических свойств объекта.

Вектор $\vec{f}$ представляет собой независимый или неконтролируемый фактор. Таким же неконтролируемым фактором в процессе управления обычно являются динамические свойства объекта.

Единственный фактор, находящийся под контролем, это — вектор управления $\vec{y}$.

Поэтому основная проблема управления, вообще говоря, может быть сформулирована следующим образом: найти вектор управления $\vec{y}$ с тем, чтобы обеспечить выполнение цели управления

Цель управления может иметь самую различную формулировку. Однако достаточно часто она сводится к поддержанию на конечном интервале времени $(0,T)$ экстремума некоторого функционала E, в который в общем случае могут входить все рассмотренные выше векторные переменные.

Итак, предположим, что цель управления определяется равенством

$$E(\vec{x},\ \vec{f},\ \vec{y},\ t) = \text{extremum} \tag{I.1}$$

для значений t, лежащих в интервале

$$0 \leqslant t \leqslant T.$$

При выборе вектора управления $\vec{y}$, обеспечивающего выполнение равенства (I.1), следует иметь в виду, что он должен удовлетворять, так же как и вектор состояния, некоторым дополнительным ограничениям, например, вида

$$\vec{y}_{\min} \leqslant \vec{y} \leqslant \vec{y}_{\max}, \tag{I.2}$$

связанным, в частности, с ограниченной мощностью или свободой перемещения исполнительных органов управляющей системы, или с другими ограничивающими факторами.

Учитывая сказанное, можно уточнить формулировку основной проблемы управления следующим образом: найти удовлетворяющий ограничениям (I.2) вектор управления $\vec{y}$, обеспечивающий выполнение равенства (I.1) при заданных требованиях к изменению вектора состояния $\vec{x}$.

Системы автоматического управления, решающие основную проблему управления в приведенной выше формулировке, назовем *экстремальными системами автоматического управления*, исходя из того, что цель управления для этих систем определяется экстремумом некоторого функционала.

Из сказанного следует, что решение задачи управления состоит в установлении и реализации функциональной связи вектора управления $\vec{y}$ с векторами состояния $\vec{x}$ и внешних воздействий $\vec{f}$, обеспечивающей экстремум функционала E и в то же время удовлетворяющей требуемым ограничениям.

Предположим, что функциональная связь между векторами может быть представлена в виде

$$\vec{y}(t) = \vec{Y}(\vec{x}, \vec{f}, t).$$

Обозначим вектор управления, дающий решение задачи управления, через $\vec{y}_0(t)$ так, что

$$\vec{y}_0(t) = \vec{Y}_0(\vec{x}, \vec{f}, t), \tag{I.3}$$

и назовем $y_0(t)$ *оптимальным вектором управления*, а функциональную зависимость $\vec{Y}_0(\vec{x}, \vec{f}, t)$ — *оптимальным алгоритмом управления*.

Итак, оптимальным алгоритмом управления называется функциональная зависимость (I.3), которая определяет оптимальный вектор управления $\vec{y}_0(t)$, обеспечивающий удовлетворение требуемых ограничений на вектор состояния $\vec{x}(t)$ при заданном векторе внешних воздействий $\vec{f}(t)$.

Таким образом, основная задача управления сводится к определению оптимального алгоритма управления.

Одной из важнейших характеристик системы управления является показатель эффективности или качества управления, который позволяет дать оценку системы и сказать, насколько хорошо она справляется с решением сформулированной выше основной задачи управления.

Величина этого показателя может быть определена следующим образом.

Рассмотрим величину

$$\Delta = E_0(t) - E_r(t), \tag{I.4}$$

где $E_0(t)$ — экстремум величины E, определяющей цель управления, и $E_r(t)$ — действительное значение величины E, обеспечиваемое системой управления.

Очевидно, что качество управления тем выше, чем меньше разность Δ между действительным значением величину $E_r(t)$, достигаемым в системе управления, и ее экстремальным значением $E_0(t)$.

Поэтому качество или эффективность управления можно характеризовать некоторым функционалом от Δ, т. е.

$$Q = \varphi(\Delta) = \varphi(E_0 - E_r). \tag{I.5}$$

Цель управления при этом, очевидно, заключается в том, чтобы функционал $\varphi(\Delta)$ имел минимум.

Управляющая система, реализующая оптимальный алгоритм управления (I.3), называется *оптимальной* или *идеальной управляющей системой.*

Идеальная управляющая система использует наилучшим образом всю полноту сведений о внешних и внутренних условиях работы системы управления, которыми она располагает.

Обычно речь может идти лишь о приближенной реализации алгоритма управления. Поэтому идеальную управляющую систему следует рассматривать как предел, к которому следует стремиться при проектировании, имея в виду, что степень приближения к этому пределу определяется показателем эффективности управления (I.5).

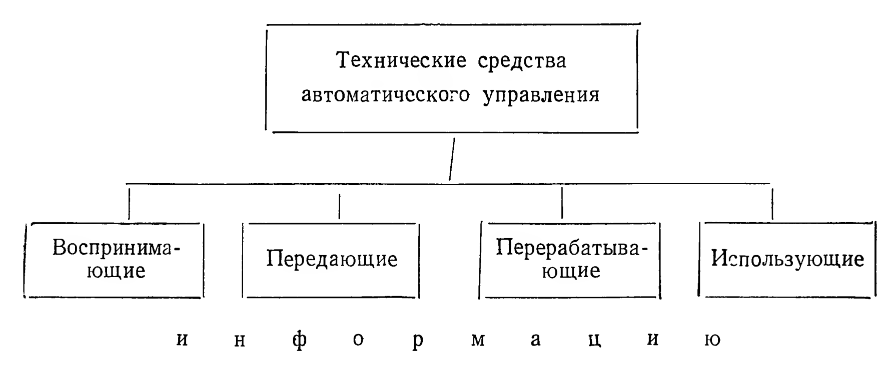
Таким образом, основная задача проектирования управляющей системы состоит в том, чтобы обеспечить наивысшую эффективность управления при имеющихся в распоряжении технических средствах.

2. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Выше было указано, что всякая система управления состоит из объекта управления и управляющей системы.

Остановимся на классификации технических средств, из которых состоят управляющие системы.

В соответствии с четырьмя основными этапами процесса управления все существующие технические средства автоматического управления можно подразделить на четыре основных класса: средства для получения или восприятия информации, средства для передачи информации, средства для переработки информации и средства для использования информации (фиг. I.1).



Фиг. I.1. Классификация технических средств автоматического управления.

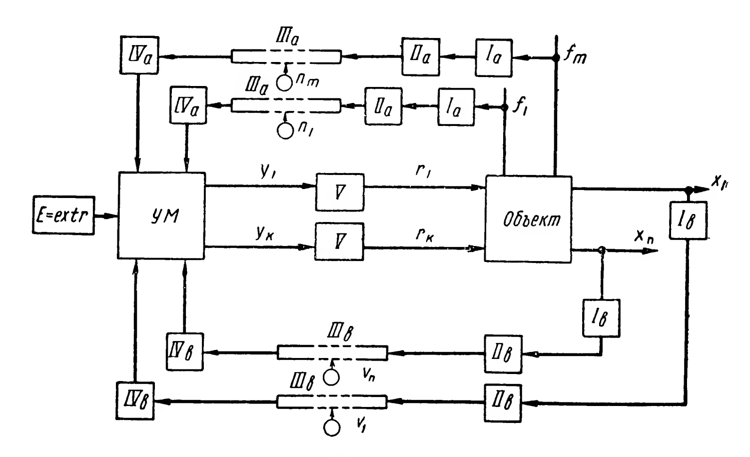
Средствами для восприятия информации являются различные чувствительные элементы и анализаторы; к средствам для передачи информации относятся передатчики, каналы связи, приемники; средствами для переработки информации служат средства вычислительной техники и, наконец, средствами, использующими переработанную информацию непосредственно для управления, т. е. для создания управляющих воздействий, являются автоматические регуляторы, следящие системы, сервомеханизмы.

Общая структурная схема систем управления представлена на фиг. I.2.

Она состоит: из объекта управления; чувствительных элементов I_a, воспринимающих информацию о внешних условиях; чувствительных элементов $I_в$, воспринимающих информацию о внутренних условиях; средств для передачи информации, состоящих из датчиков II_a $II_в$, преобразующих информацию в сигналы; каналов связи III_a, $III_в$, передающих сигналы, источников помех n_1, ..., n_m; ν_1,..., ν_m; приемников IV_a, $IV_в$, преобразующих сигналы в удобную для их переработки форму; средств для переработки информации, перерабатывающих принятую информацию в управляющие сигналы y_1,..., $y_к$, в соответствии с целью управления (I.1); средств для использования информации V, преобразующих управляющие сигналы в управляющие воздействия r_1,..., $r_к$ с достаточно высоким уровнем мощности. Для простоты на фиг. 2 показано лишь два внешних и два

внутренних контура управления. В действительности же их число может быть любым.

Управляющие системы, в которых роль человека сводится лишь к заданию цели управления и первоначального алгоритма управления (последний, вообще говоря, может затем изменяться самой управляющей системой в процессе ее работы), называются *автоматическими управляющими системами*. Условимся называть средства для переработки информации в таких системах управляющими машинами, а средства для использования



Фиг. I.2. Вариант структурной схемы системы автоматического управления.

информации — сервомеханизмами. Под использованием информации здесь имеется в виду то, что вырабатываемые управляющей машиной управляющие сигналы используются в сервомеханизмах для создания управляющих (или регулирующих) воздействий, обладающих надлежащим уровнем мощности.

Сервомеханизмы можно рассматривать так же, как устройства для повышения уровня мощности входного сигнала, в результате которого последний превращается в управляющее воздействие, способное обеспечить требуемое поведение объекта управления.

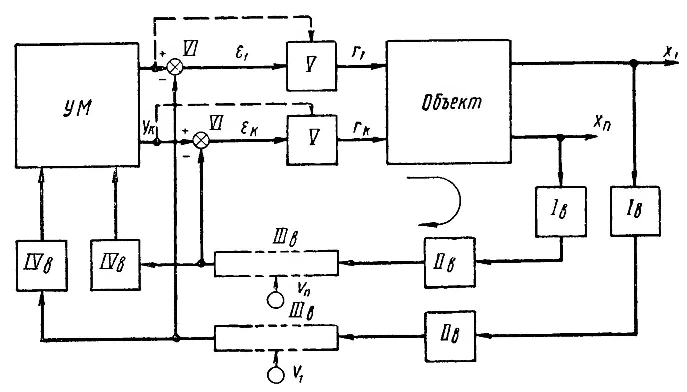
Следует подчеркнуть, что принцип построения систем управления, показанный на фиг. I.2, обладает существенным недостатком, который заключается в следующем.

Как это ясно из фиг. I.2, контуры управления при таком принципе построения замыкаются непосредственно через управляющую машину УМ, что вследствие сложности возлагаемых на нее задач и большого числа входящих в ее состав элементов обычно не позволяет обеспечить высокую надежность системы.

Поэтому на практике обычно применяется несколько другой принцип построения систем управления (фиг. I.3).

Основное отличие системы управления, показанной на фиг. I.2, от системы, показанной на фиг. I.3, заключается в следующем. В то время как в системе, показанной на фиг. I.2, все внутренние контуры управления замкнуты и связаны друг с другом через управляющую машину, в системе, показанной на фиг. I.3, они имеют развязку через новый структурный элемент *VI*, называемый элементом сравнения.

Благодаря наличию элементов сравения *VI* в системе управления образуются внутренние обратные связи, не включающие в свой состав управляющую машину. Такой принцип построения



Фиг. I.3 Вариант структурной схемы системы автоматического управления.

систем управления более надежен, так как в случае выхода из строя управляющей машины функционирование этих внутренних контуров управления не нарушается и они ведут управление в соответствии с теми значениями управляющих сигналов, которые были выработаны управляющей машиной до момента ее выхода из строя.

Согласно принципу построения, показанному на фиг. I.3, решение проблемы управления объектом состоит из двух основных этапов: первый этап заключается в выработке управляющих сигналов y_1, ..., $y_к$, а второй — в их отработке, т. е. в их преобразовании в управляющие воздействия r_1, ..., $r_к$, обладающие надлежащим уровнем мощности, для того чтобы обеспечить требуемое поведение объекта.

Части системы управления, выполняющие этот второй этап, обычно называются *системами автоматического регулирования*.

Итак, системы автоматического регулирования образуют внутренние контуры в системах управления, служат для отработки управляющих сигналов и могут рассматриваться как составная часть систем автоматического управления.

Одномерные системы автоматического регулирования можно рассматривать как частный случай систем автоматического уп-

равления, в которых целью управления является обеспечение экстремума (обычно минимума) некоторого функционала от ошибки или поддержание этой ошибки в допустимых пределах.

Под ошибкой имеется в виду разность между требуемым изменением регулируемой величины, определяемым управляющим сигналом, и действительным ее изменением.

С другой стороны, систему автоматического управления часто можно рассматривать как многомерную систему автоматического регулирования (т. е. как взаимосвязанную систему с несколькими регулируемыми величинами), в которой работа отдельных контуров регулирования координируется управляющей машиной, исходя из общей цели управления [равенство (I.1)].

Таким образом, основное различие между системами автоматического управления и системами автоматического регулирования заключается в том, что в последних конечной целью является обеспечение экстремума функционала от разности между вектором управления и вектором состояния, причем изменение вектора управления рассматривается как независимая векторная переменная.

В системах автоматического управления обеспечение экстремума функционала от разности между вектором управления и вектором состояния является лишь вспомогательной задачей, а основной целью является достижение экстремума величины E, исходя из которой вырабатывается вектор управления.

Короче говоря, если в системах автоматического управления решаются задачи как выработки, так и отработки управляющих сигналов, то в системах автоматического регулирования решается лишь задача их отработки.

Итак, различие между системами автоматического управления и системами автоматического регулирования заключается в том же, в чем целое отличается от своей части, а также в том, что последние решают значительно более ограниченную задачу, чем первые.

Для пояснения сказанного рассмотрим автопилот, поддерживающий требуемую ориентацию в пространстве летательного аппарата в соответствии с приходящими извне управляющими сигналами. Очевидно, что летательный аппарат и автопилот представляют собой систему автоматического регулирования, так как в задачи этой системы не входит выработка управляющих сигналов, являющихся для нее внешними независимыми переменными. В то же время система, состоящая из того же летательного аппарата и автопилота, наземной радиолокационной станции наведения и управляющей вычислительной машины, представляет собой систему автоматического управления, поскольку она располагает средствами для выработки управляющих воздействий исходя из конечной цели управления, состоящей, например, в том, чтобы обеспечить прибытие летательного аппарата в требуемый пункт назначения.

Другим примером может служить домна, снабженная автоматическими регуляторами температуры, наддува и т. д. Совокупность домны и автоматических регуляторов при заданных уставках последних представляет собой взаимосвязанную систему автоматического регулирования. В то же время совокупность той же домны, автоматических регуляторов и оператора или управляющей машины, выбирающих эти уставки (играющие роль управляющих сигналов), исходя из конечной цели управления, состоящей, например, в обеспечении максимальной производительности домны, представляют собой систему управления.

Резюмируя все сказанное выше, можно дать следующее определение системы управления.

Системой управления называется система, выполняющая некоторую цель при помощи переработки (или преобразования) доступной ей информации о внешних и внутренних условиях своей работы в вектор управления $\vec{y}$ и обеспечения требуемой функциональной связи между вектором управления $\vec{y}$ и вектором состояния $\vec{x}$.

Системой регулирования называется система, конечным назначением или конечной целью которой является обеспечение требуемой функциональной связи между вектором управления $\vec{y}$ и вектором состояния $\vec{x}$ при помощи их сравнения.

Необходимо заметить, что системы регулирования не обязательно должны входить лишь как составные части в систему управления. В некоторых случаях они могут выполнять самостоятельную задачу и не являться частью какой-либо системы управления.

В качестве примеров можно привести следящие системы, служащие для передачи показаний измерительных приборов, копировальные следящие системы, многие одномерные системы автоматического регулирования температуры, влажности, давления и т. д.

3. ТИПОВАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА, ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

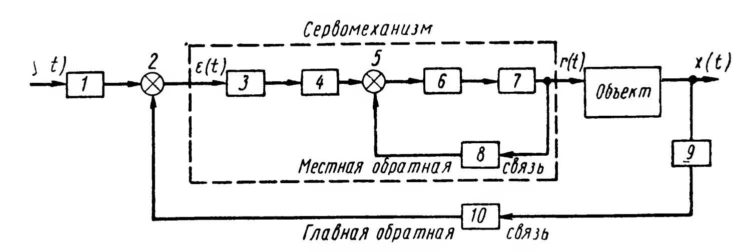
Системы автоматического регулирования состоят из объекта регулирования и автоматических регуляторов. Если они входят как составные части в систему автоматического управления, то объект регулирования обычно представляет собой одновременно и объект управления.

На фиг. I.4 изображена типовая структурная схема системы автоматического регулирования с одной регулируемой величиной x. В нее входит объект и автоматический регулятор. Последний состоит из элементов, которые по функциональному

признаку (т. е. по их назначению) могут быть классифицированы следующим образом:

1) задающий элемент *1*, имеющий целью преобразовать управляющий сигнал $y(t)$ в управляющую величину, с которой регулируемая величина $x(t)$ должна находиться в требуемой функциональной зависимости;

2) сравнивающий элемент *2*, дающий на основании сравнения входного сигнала и сигнала главной обратной связи первичный сигнал управления или сигнал ошибки $\varepsilon(t)$;



Фиг. I.4. Типовая структурная схема и основные элементы системы автоматического регулирования.

3) преобразующий элемент *3*, квантующий сигнал ошибки или превращающий его в изменения физической величины, удобные для последующего усиления;

4) последовательный корректирующий элемент *4*, служащий для придания системе требуемых динамических свойств;

5) вспомогательный сравнивающий элемент *5*;

6) усилительный элемент *6*;

7) исполнительный элемент *7*, вырабатывающий регулирующее воздействие $r(t)$, прикладываемое к объекту регулирования;

8) параллельный корректирующий элемент *8*, служащий для придания системе требуемых динамических свойств;

9) чувствительный элемент *9*, воспринимающий изменяющиеся значения регулируемой величины;

10) элемент главной обратной связи *10*, выполняющий функциональное преобразование или квантование сигнала, отображающего изменения регулируемой величины.

Часть регулятора, преобразовывающая сигнал ошибки $\varepsilon(t)$ в регулирующее воздействие $r(t)$, называется сервомеханизмом регулятора.

Системы автоматического регулирования можно классифицировать в соответствии с характером функциональной связи, которую они должны осуществлять между управляющим сигналом и регулируемой (или выходной) величиной $x(t)$. Так, например, имеются системы пропорциональные, интегрирующие, дифференцирующие и т. д.

В зависимости от характера управляющего сигнала $y(t)$ си-

стемы автоматического регулирования можно подразделить на три класса (см. т. I, гл. II):

1) *системы автоматической стабилизации*, в которых управляющий сигнал представляет собой (в течение более или менее продолжительных промежутков времени) постоянную величину;

2) *системы программного регулирования*, в которых управляющий сигнал является заданной функцией времени;

3) *следящие системы*, в которых управляющий сигнал представляет собой заранее не предсказуемую и, таким образом, в значительной мере произвольную функцию времени.

В зависимости от характера сигналов, передаваемых от одного элемента системы к другому, системы автоматического регулирования подразделяются на пять основных классов:

1) *непрерывные*, в которых сигналы на входе и на выходе всех элементов системы представляют собой непрерывные функции времени;

2) *несущие*, в которых сигнал на выходе одного из элементов системы изменяется с некоторой несущей частотой, модулированной входным сигналом;

3) *импульсные* (или с квантованием по времени), в которых сигнал на выходе, по крайней мере, одного из ее элементов представляет собой последовательность импульсов, амплитуда, длительность или частота повторения которых зависит от сигнала на входе этого элемента в отдельные (дискретные) моменты времени;

4) *релейные* (или с квантованием по уровню), в которых сигнал на выходе, по крайней мере, одного из ее элементов изменяется скачком всякий раз, когда сигнал на его входе проходит через некоторые фиксированные значения, называемые пороговыми;

5) *релейно-импульсные или кодовые*, в которых происходит квантование сигнала как по времени, так и по уровню.

В зависимости от структурной схемы системы автоматического регулирования подразделяются на одноконтурные и многоконтурные.

Одноконтурными называются системы, имеющие только одну главную обратную связь и не имеющие местных прямых или обратных связей. Многоконтурными называются системы, имеющие несколько прямых или обратных связей.

В зависимости от числа регулируемых величин системы автоматического регулирования подразделяются на одномерные и многомерные.

Одномерной называется система с одной регулируемой величиной, двумерной — с двумя и многомерной — со многими регулируемыми величинами.

Среди систем автоматического регулирования с несколькими регулируемыми величинами отличают системы несвязанного и связанного регулирования.

Системами несвязанного регулирования называются такие, в которых регуляторы, предназначенные для регулирования различных величин, не связаны друг с другом и могут взаимодействовать лишь через общий для них объект регулирования.

Системы несвязанного регулирования, в свою очередь, можно подразделить на зависимые и независимые.

Зависимые системы несвязанного регулирования характеризуются тем, что в них изменение одной из регулируемых величин зависит от изменения остальных. Вследствие этого в таких системах процессы регулирования различных регулируемых величин нельзя рассматривать независимо, изолированно друг от друга.

Примером зависимой системы несвязанного регулирования может служить самолет с автопилотом, имеющий самостоятельные каналы управления рулями. Предположим, например, что самолет отклонился от заданного курса — это вызовет (благодаря автопилоту) отклонение руля поворота. При возвращении к заданному курсу угловые скорости обеих несущих поверхностей самолета, а следовательно, и действующие на них подъемные силы сделаются неодинаковыми, что вызовет крен самолета. При этом автопилот отклонит элероны. В результате отклонений руля поворота и элеронов лобовое сопротивление самолета возрастет и он начнет терять высоту, и его продольная ось отклонится от горизонтали. При этом автопилот отклонит руль высоты.

Таким образом, в рассмотренном примере процессы регулирования трех регулируемых величин — курса, поперечного крена и продольного крена — строго говоря, нельзя считать независимыми друг от друга, несмотря на наличие самостоятельных каналов управления.

Независимая система несвязанного регулирования характеризуется тем, что в ней изменение каждой из регулируемых величин не зависит от изменения остальных, благодаря чему процессы регулирования различных регулируемых величин можно рассматривать независимо, изолированно друг от друга. В качестве примера независимых систем несвязанного регулирования можно рассматривать систему регулирования числа оборотов гидротурбины и систему регулирования напряжения вращаемого ею синхронного генератора. Вследствие того что процесс регулирования напряжения обычно протекает во много раз быстрее, чем процесс регулирования числа оборотов, оба процесса можно рассматривать не зависимыми друг от друга.

Системами связанного регулирования называются такие системы, в которых регуляторы различных регулируемых величин имеют друг с другом взаимные связи, осуществляющие взаимодействие между ними вне объекта регулирования.

Система связанного регулирования называется *автономной*, если связи между входящими в ее состав регуляторами таковы,

что изменение одной из регулируемых величин в процессе регулирования не вызывает изменения остальных регулируемых величин.

Иногда системы автоматического регулирования классифицируют в зависимости от физической природы регулируемой величины, например: электрические, тепловые, числа оборотов первичных двигателей и т. д.

Многомерные системы автоматического регулирования отличаются от многомерных систем автоматического управления прежде всего тем, что в последних имеются средства, например, в виде управляющей машины для координации взаимодействия между контурами управления различных регулируемых величин, исходя непосредственно из общей цели управления объектом, между тем, как в первых такого рода средств не имеется.

Автоматические регуляторы в зависимости от характера сигналов, передаваемых от одного элемента регулятора к другому, так же как и системы автоматического регулирования, принято разделять на непрерывные, несущие, импульсные, релейные и кодовые.

В зависимости от характера функциональной связи, которую должен осуществлять регулятор между сигналом ошибки $\varepsilon(t)$ и регулирующим воздействием $r(t)$, регуляторы подразделяются на пропорциональные (П), интегрирующие (И), пропорционально-интегрирующие (ПИ) и т. д.

Автоматические регуляторы, так же как и сервомеханизмы, в соответствии с основным используемым в них видом энергии подразделяются на механические, электрические, пневматические, гидравлические, электрогидравлические и т. д.

И, наконец, регуляторы обычно принято классифицировать в зависимости от физической природы регулируемой величины. Так, например, различают регуляторы температуры, влажности, давления, напряжения, частоты, мощности и т. д.

ГЛАВА II.

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

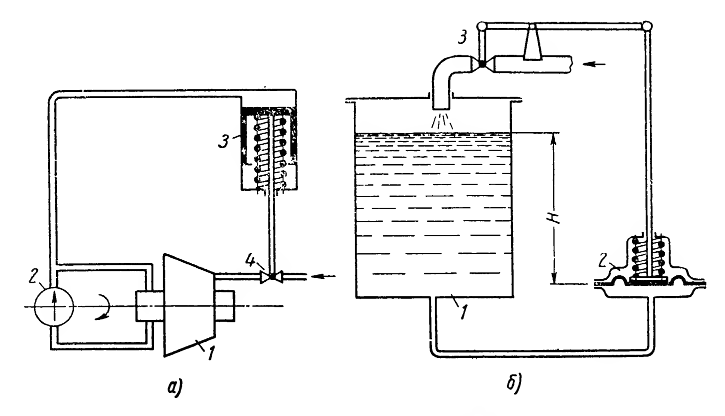
Гидравлические регуляторы представляют собой весьма распространенные автоматические устройства, применяемые для регулирования различных величин. Для приведения их в действие используются различные жидкости под давлением. Гидравлические регуляторы применяются во многих отраслях промышленности (металлообрабатывающей, металлургической, энергетической, химической и др.), а также на транспорте. По принципу действия гидравлические регуляторы разделяются на регуляторы прямого и непрямого действия. Первые для перемещения регулирующего органа используют энергию самой регулируемой величины, во вторых для этой цели используется энергия, подводимая от отдельного источника питания. В соответствии с этим в регуляторах прямого действия функции измерительного, усилительного и исполнительного элементов обычно объединяются конструктивно в одном органе. В регуляторах непрямого действия измерительные, усилительные и исполнительные элементы выполняются в виде отдельных органов, действие которых нередко обеспечивается применением различных видов энергии. Такая структура, позволяя комбинировать в различных вариантах указанные основные элементы регулятора совместно с корректирующими устройствами, обеспечивает построение регуляторов с требуемыми характеристиками для самых различных объектов регулирования. По своим характеристикам гидравлические регуляторы могут быть разделены на следующие основные группы: интегрирующие (И), пропорциональные (П), пропорционально-интегрирующие (ПИ), интегро-дифференцирующие (ИД), пропорционально-дифференцирующие (ПД) и пропорционально-интегро-дифференцирующие (ПИД). Гидравлические регуляторы непрямого действия по своей конструкции разделяются на струйные и дроссельные. В первых используются струйные усилители, во вторых — усилители типа сопло-заслонка и золотниковые. Регуляторы с крановыми и клапанными усилителями встречаются редко и в книге не рассматриваются. Основными преимуществами гидравлических регуляторов являются: долговечность и высокая надеж-

ность конструкции, простота обслуживания, широкий диапазон перестановочных усилий моментов на выходе сервомотора, возможность регулирования скорости перемещения сервомотора, что обеспечивает широкие пределы рабочих частот, относительно низкий удельный расход энергии, самосмазываемость движущихся элементов конструкции. Некоторым недостатком этих систем является разветвленная система трубопроводов и неизбежная утечка рабочей жидкости, которая, однако, в правильно построенных конструкциях не может нарушить нормальную их работу или усложнить их эксплуатацию. Правильно спроектированная гидравлическая система регулирования является совершенно безопасной в пожарном отношении. Рабочим агентом гидравлических регуляторов чаще всего служат очищенные минеральные масла. Среди них в зависимости от условий работы наиболее пригодными являются масла: машинное Л, турбинное 22, трансформаторное Т, иногда (при малых утечках) веретенное 2. Для рассматриваемых регуляторов наиболее важными свойствами рабочей жидкости являются ее вязкость и отсутствие вредных примесей как химических, так и механических. При рабочих температурах (50—65° С) вязкость рабочей жидкости, в большинстве случаев, должна находиться в пределах от 2,5 до 3,5° Е. В некоторых конструкциях регуляторов вязкость рабочей жидкости оказывает сильное влияние на их динамические характеристики, определяя такие параметры регулятора, как коэффициент демпфирования и скорость сервомотора. Это влияние в наибольшей степени проявляется в усилителях и трубопроводах. Данную особенность гидравлических регуляторов необходимо учитывать при проектировании систем регулирования, работающих при значительных колебаниях температуры внешней среды. В качестве источников питания гидравлических регуляторов применяются как специализированные насосные установки с шестеренчатыми, винтовыми или центробежными насосами, так и другие источники требуемой рабочей жидкости под давлением. При работе гидравлических регуляторов происходит нагрев рабочей жидкости как в насосной установке, так и при дросселировании в различных элементах регуляторов. Во избежание недопустимых отклонений температуры рабочей жидкости следует обращать внимание на правильный выбор мощности насосной установки и объема резервуара с рабочей жидкостью, циркулирующей в гидравлической системе. При особенно неблагоприятных условиях эксплуатации следует предусматривать охлаждение, а иногда и подогрев рабочей жидкости в резервуаре. В быстродействующих системах регулирования при наличии резких возмущений, которые должен парировать регулятор, целесообразно применять аккумуляторы рабочей жидкости с воздушной подушкой, заключенной, например, в эластичной камере. Приближенно требуемый объем воздуха в аккумуляторе можно определить в зависимости от

допустимого изменения давления по формуле $\Delta p \cdot V^{1,4} = \text{const}$, где Δp — изменение давления, V — объем воздуха в *л*. При проектировании систем регулирования с гидравлическими регуляторами особенно тщательно следует выполнять трубопроводы рабочей жидкости между отдельными элементами регуляторов. Все трубопроводы должны быть рассчитаны на требуемый расход жидкости, определяемый на основе динамики работы регуляторов, иначе не удастся получить от регуляторов требуемых динамических характеристик. Все напорные трубопроводы должны иметь определенный уклон для облегчения удаления выделяющихся в процессе работы пузырьков воздуха с помощью специальных воздухосборников. Собирающийся в них воздух периодически выпускается. Необходимо учитывать, что наличие воздуха в рабочей жидкости, по которой передаются в процессе работы регулятора импульсы давления, может не только ухудшить работу регулятора, но и привести к неустойчивости.

1. РЕГУЛЯТОРЫ ПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ

Гидравлические регуляторы прямого действия чаще всего применяются для регулирования таких параметров, как угловая скорость небольших по мощности вспомогательных машин

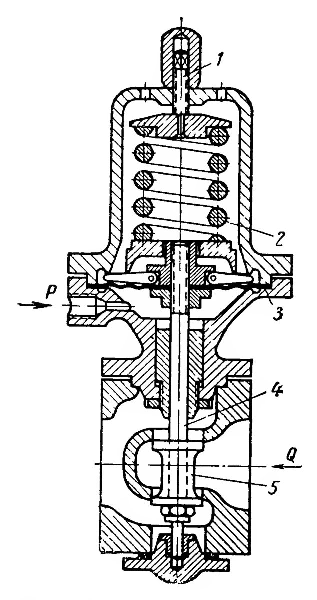


Фиг. II.1. Схемы регуляторов прямого действия:

а — гидродинамического регулятора угловой скорости привода насоса: *1* — регулируемая машина; *2* — центробежный насос; *3* — регулятор; *4* — регулирующий орган; *б* — гидростатического регулятора уровня: *1* — резервуар; *2* — регулятор; *3* — регулирующий орган; *H* — регулируемая величина.

(фиг. II.1, *а*), положение уровня в различных резервуарах и малых котлах (фиг. II.1,*б*), расход, перепад давлений или собственно давление в различных объектах (фиг. II.1,*б*). Основным элементом этих регуляторов является чувствительный элемент (центробежный маятник, поплавок, мембранное устройство и т. д.), который выполняет преобразование изменения регулируе-

мой величины в перемещение регулирующего органа. Если не учитывать силы сухого трения в чувствительном элементе, опорах и сальниках штока регулятора и регулирующего органа, то линеаризованное уравнение движения для типового регулятора прямого действия, например давления, можно записать в виде



Фиг. II.2. Схема регулятора давления:

1 — винт задатчика; *2* — пружина задатчика; *3* — мембрана; *4* — шток; *5* — клапан; *Q* — расход; *P* — регулируемое давление.

$$(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)\,\sigma = k_\varphi \varphi, \quad \text{(II.1)}$$

здесь

$$T = \sqrt{\frac{\overline{M}}{c}}; \quad \zeta = \frac{k_\partial}{2\sqrt{\overline{M}c}};$$

$$k_\varphi = \frac{F \cdot P_0}{c \cdot x_{\max}}, \quad \text{(II.2)}$$

где $\overline{M}$ — масса подвижных частей и жидкости, приведенная к штоку;

c — жесткость пружины;

k_∂ — коэффициент вязкого трения;

P_0 — расчетное значение давления;

F — эффективная площадь поршня (мембраны);

x_{max} — максимальное перемещение штока.

Передаточная функция регулятора, соответствующая уравнению (II.1), будет

$$W(s) = \frac{k_\varphi}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}. \quad \text{(II.3)}$$

Однако рассчитанные по формуле (II.1) регуляторы на практике нередко оказываются неработоспособными. Последнее объясняется главным образом неучетом сил нелинейного трения. Поясним на примере вышеприведенного регулятора давления, схема которого показана на фиг. II.2, вывод уравнения движения регулятора и получение расчетных формул с учетом сил трения. Примем, что расход жидкости через объект регулирования может быть выражен с помощью формулы

$$Q = a\sqrt{P_2}, \quad \text{(II.4)}$$

где a — постоянный коэффициент, имеющий размерность $см^4 \cdot сек^{-1} \cdot кг^{-1/2}$;

P_2 — регулируемое давление в $кГ/см^2$.

Соответственно расход через регулирующий орган может быть определен на основании следующей формулы:

$$Q = bx\sqrt{P_1 - P_2}, \tag{II.5}$$

где b — постоянный коэффициент, имеющий размерность $см^3 \cdot сек^{-1} \cdot кГ^{-1/2}$;

x — перемещение штока в $см^2$;

P_1 — давление перед регулирующим органом в $кГ/см^2$.

Вследствие несжимаемости и неразрывности потока расход через регулирующий орган будет равен расходу через объект. Приравнивая правые части уравнений (II.4) и (II.5), найдем статическую зависимость между перемещением регулирующего органа и давлениями на входе и на выходе регулятора в виде

$$P_2 = \frac{b^2x^2P_1}{a^2 + b^2x^2}. \tag{II.6}$$

Если ограничиться рассмотрением достаточно малых изменений величин P_1 и x вблизи некоторых начальных значений P_{10} и x_0, то соответствующие малые изменения величины P_2 могут быть приближенно подсчитаны по формуле, получаемой разложением зависимости (II.6) в ряд с отбрасыванием членов выше первого порядка малости

$$\Delta P_2 = \frac{P_{20}}{P_{10}}\left[\Delta P_1 + 2\left(P_{10} - P_{20}\right)\frac{\Delta x}{x_0}\right]. \tag{II.7}$$

Уравнение равновесия регулятора без учета сил трения может быть записано в виде

$$k_2(f_{20} - x) = (F_1 - F_2)\,P_{20} + k_1x_0 + S, \tag{II.8}$$

где F_1 — эффективная площадь мембраны;

F_2 — эффективная площадь штока;

k_1 и k_2 — коэффициенты жесткости мембраны и пружины;

f_{20} — предварительная затяжка пружины;

x_0 — перемещение мембраны;

S — сила реакции струи на клапан.

Если обозначить через $R_т$ силу трения покоя, то возможные изменения δf_{20} и δP_{20}, не приводящие к смещению штока регулятора, должны удовлетворять условию

$$|k_2\delta f_{20} - (F_1 - F_2)\,\delta P_{20} - \delta S| \leqslant R_т. \tag{II.9}$$

Обозначая через $S_x = \frac{S}{x_0}\cdot x$ силу реакции струи для перемещения x и силу трения движения через $R\,(0 < R < R_т)$, получим уравнение движения регулятора в виде

$$M\frac{d^2x}{dt^2} + c\Delta x = \mp R + n\Delta P_1 \tag{II.10}$$

где

$$n = \frac{b^2 x_0^2 (F_1 - F_2)}{a^2 + b^2 x_0^2}; \quad c = c_1 + c_2;$$

$$c_1 = k_1 + k_2 + \frac{S}{x_0}; \quad c_2 = \frac{2P_{10} a^2 b^2 x_0}{\left(a^2 + b^2 x_0^2\right)^2}.$$

При выводе этого уравнения сила вязкого трения ввиду ее малости не учтена. Очевидно, движение по уравнению (II.10) может начаться лишь при условии

$$|n \cdot \Delta P_1| > R_т. \tag{II.11}$$

При этом условии, считая, что в момент времени $t = 0$ имеет место скачкообразное изменение P_1, получим общее решение уравнения (II.10) в виде

$$\Delta x = C_1 \cos \sqrt{\frac{c}{M}}\, t + C_2 \sin \sqrt{\frac{c}{M}}\, t - \frac{n \Delta P_1 \mp R}{c}. \tag{II.12}$$

Знак перед членом $\frac{R}{c}$ (где $R > 0$) берется противоположным знаку скорости движения штока $\frac{dx}{dt}$. Во всех точках, где скорость обращается в нуль, т. е. $\frac{dx}{dt} = 0$, функция $\frac{R}{c}$ претерпевает разрыв. Начальные условия для C_1 и C_2 приходится задавать не только для начального момента времени $t = 0$, но и для каждого момента, когда имеет место перемена направления движения. Обозначая через t_1 момент ближайшего обращения скорости в нуль, получим, пока $0 < t < t_1$,

$$\left.\begin{aligned} \Delta x &= \frac{n \cdot \Delta P_1 - R}{c}\left(\cos \sqrt{\frac{c}{M}}\, t - 1\right); \\ \frac{dx}{dt} &= -\frac{n \cdot \Delta P_1 - R}{\sqrt{Mc}} \sin \sqrt{\frac{c}{M}}\, t \text{ и т. д.} \end{aligned}\right\} \tag{II.13}$$

Аналогично для момента времени $\pi \sqrt{\frac{M}{c}} < t < 2\pi \sqrt{\frac{M}{c}}$ найдем

$$\left.\begin{aligned} \Delta x &= \frac{n \cdot \Delta P_1 - 3R}{c}\left[\cos \sqrt{\frac{c}{M}}\, t - 1\right] - \frac{4R}{c}; \\ \frac{dx}{dt} &= -\frac{n \cdot \Delta P_1 - 3R}{\sqrt{Mc}} \sin \sqrt{\frac{c}{M}}\, t. \end{aligned}\right\} \tag{II.14}$$

Движение будет происходить по формулам (II.14) только при условии положительности ускорения в момент $t = t_1$, а именно:

$$-c\Delta x_1 - R_т + n\Delta P_1 > 0, \tag{II.15}$$

как это можно получить из уравнения (II.10), заменив в нем R на $R_т$ и взяв перед этим членом соответствующий знак. Заменяя в уравнении (II.15) $\Delta x_1 = -2\,\frac{n \cdot \Delta P_1 - R}{c}$ получим условие возможности продолжения движения, т. е.

$$n \cdot \Delta P_1 - 2R > R_т. \tag{II.16}$$

Если это условие окажется выполненным, то в момент времени $t = t_2 = 2\pi\sqrt{\frac{M}{c}}$

$$\left.\begin{aligned}(\Delta x)_2 &= -\frac{4R}{c};\\ \left(\frac{dx}{dt}\right)_2 &= 0.\end{aligned}\right\} \tag{II.17}$$

Рассуждая аналогично предыдущему, можно установить, что движение продолжится с отрицательной скоростью в течение интервала времени

$$t_2 = 2\pi\sqrt{\frac{M}{c}} < t < 3\pi\sqrt{\frac{M}{c}} = t_3,$$

если будет выполнено условие $-c\Delta x_2 + R_т - n\Delta P_1 < 0$, после чего в момент времени $t_3 = 3\pi\sqrt{\frac{M}{c}}$:

$$\left.\begin{aligned}(\Delta x)_3 &= -2\,\frac{n\Delta P_1 - 3R}{c};\\ \left(\frac{dx}{dt}\right)_3 &= 0.\end{aligned}\right\} \tag{II.18}$$

Нетрудно заметить, что общими формулами в рассматриваемом случае будут следующие:

$$\left.\begin{aligned}(\Delta x)_{2i-1} &= 2\,\frac{n \cdot \Delta P_1 - (2i-1)R}{c};\\ (\Delta x)_{2i} &= -\frac{4R}{c};\\ \text{где}\quad n \cdot \Delta P_1 &> R_г + 2R(j-1),\\ i &= 1,\ 2,\ 3,\ \ldots;\\ j &= 1,\ 2,\ 3,\ \ldots.\end{aligned}\right\} \tag{II.19}$$

Условия возможности продолжения движения, вместо неравенств (II.19), могут быть выражены следующим образом:

$$\left.\begin{aligned}(\Delta x)_{2i-1}+\frac{n\Delta P_1}{c}&<-\frac{R_т}{c};\\(\Delta x)_{2i}+\frac{n\Delta P_1}{c}&>\frac{R_т}{c}.\end{aligned}\right\}\qquad(II.20)$$

Окончательное прекращение движения, влекущее за собой невыполнение одного из неравенств (II.20), происходит в момент достижения очередного крайнего положения Δx_{2i-1} или Δx_{2i} и имеет, следовательно, место при обращении в нуль скорости движения в пределах симметричного относительно величины $-\frac{n\Delta P_1}{c}$ интервала значений Δx шириной в $2\frac{R_т}{c}$, т. е.

$$-\frac{n\Delta P_1+R_т}{c}\leqslant\Delta x\leqslant-\frac{n\cdot\Delta P_1-P_т}{c}.\qquad(II.21)$$

Ширина зоны Δx не зависит от выбора значений ΔP_1. Как видно из формул (II.19), нечетные крайние отклонения Δx_{2i-1} за каждый период $2\pi\sqrt{\frac{M}{c}}$ увеличиваются на $\frac{4R}{c}$, а четные Δx_{2i} — уменьшаются на $\frac{4R}{c}$, так что убывание абсолютных разностей

$$\left|\Delta x_j-\left(-\frac{\Delta P_1 n}{c}\right)\right|$$

происходит со средней скоростью

$$\frac{4R}{c}:2\pi\sqrt{\frac{M}{c}}=\frac{2R}{\pi\sqrt{Mc}}.\qquad(II.22)$$

Для подсчета номера крайнего отклонения, по достижении которого движение приостанавливается, можно воспользоваться последней формулой (II,19), положив в ней $j-1=N$. Как видим, определение требуемого значения N достигается решением в целых числах неравенств

$$N-1<\frac{n\cdot\Delta P_1-R_т}{2R}\leqslant N.\qquad(II.23)$$

Найдя порядковый номер N и воспользовавшись соответствующей формулой (II.19), можно подсчитать точно (для малых отклонений ΔP_1, Δx и ΔQ_c), в каком положении остановится регулятор в своем колебательном движении. Промежуток времени до полной остановки составит

$$T_p=N\cdot\pi\sqrt{\frac{M}{c}}.$$

Если требуется лишь приближенное решение задачи, то достаточно констатировать, что регулятор может остановиться в любом из положений внутри зоны

$$\Delta x = -\frac{n \cdot \Delta P_1}{c} \pm \frac{R_т}{c}.$$

Абсолютная величина средней скорости перехода к новому положению равновесия определяется по формуле (II.22). Итак, заметим, что после приложения к системе возмущения в виде скачкообразного изменения давления на входе регулятор будет колебаться с периодом

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{c}{M}}$$

около среднего значения его положения

$$\Delta x = -\frac{n\Delta P_1}{c},$$

причем амплитуда колебаний будет убывать со средней скоростью

$$\frac{2R}{\pi \sqrt{Mc}}.$$

Колебания прекращаются, как только крайнее отклонение (по абсолютной величине) станет меньше

$$\bar{\Delta} x = -\frac{n \cdot \Delta P_1}{c} \pm \frac{R_т}{c}.$$

Суммарное отклонение ΔP_2 в установившемся состоянии в самом неблагоприятном случае может оказаться равным

$$|\Delta \bar{P}_{20}| \leqslant |\Delta_1 P_{20}| + |\Delta_2 P_{20}| + |\Delta_3 P_{20}|, \qquad (II.24)$$

где

$$|\Delta_1 P_{20}| = \frac{P_{20}}{P_{10}} \left| \Delta P_1 \left[1 - 2P_{20} \frac{F_1 - F_2}{cx_0} \left(1 - \frac{P_{20}}{P_{10}} \right) \right] \right|,$$

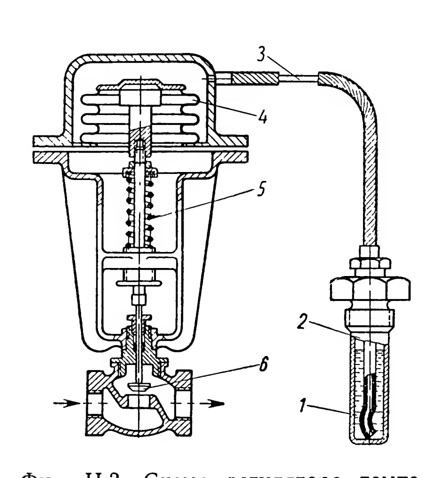
$$|\Delta_2 P_{20}| = \frac{2R_т}{cx_0} P_{20} \left(1 - \frac{P_{20}}{P_{10}} \right),$$

$$|\Delta_3 P_{20}| = \frac{R_т}{F_1 - F_2}.$$

Задачей расчета является достижение минимальной возможной погрешности ΔP_2 регулируемого давления и наибыстрейшего завершения процесса регулирования. Основной расчетной формулой можно считать (II.24). Как следует из вышеприведенных формул, выгодно уменьшать массу подвижных частей регулятора и в известных пределах увеличивать жесткость его

пружины. Увеличение разности эффективных площадей $F_1 - F_2$ невыгодно вследствие увеличения времени регулирования.

Приведенная методика расчета с учетом трения может быть использована и при разработке других регуляторов прямого действия. В случае, если регулятор имеет гидравлический катаракт, создающий дополнительную силу, пропорциональную скорости движения регулятора, то для его расчета, при малой величине трения, можно использовать известный линейный математический аппарат, а также метод частотных характеристик. В этом случае передаточная функция регулятора может быть записана в виде выражения (II.3). К регуляторам прямого действия обычно относят регулятор, схема которого изображена на фиг. II.3. Обладая определенной неравномерностью в установившемся состоянии, данный регулятор отличается значительной инерционностью и поэтому пригоден только для низкочастотных объектов и при невысоких требованиях к точности регулирования. В линейном приближении передаточные функции элементов этого регулятора будут:



Фиг. II.3. Схема регулятора температуры с термобаллоном:

1 — заполнитель; *2* — термобаллон; *3* — капилляр; *4* — сильфон; *5* — пружина; *6* — регулирующий орган.

для термобаллона

$$W_т(s) = \frac{\varkappa}{T_т s + 1};$$

для капилляра

$$W_к(s) = k_к e^{-(q+1)\ \ s};$$

для сильфона

$$W_c(s) = \frac{k_c}{T_c^2 s^2 + 2\varsigma T_c s + 1}.$$

Здесь

$$T_т = \frac{c \cdot G}{\alpha_1 H}; \quad k_к = e^{-\frac{20,4\ \mu}{d^2 \lambda \rho_0 V_0}};$$

$$q = \sqrt{\frac{l_2}{w^2} + \frac{1}{4}\left(\frac{40,8\mu}{d^2\lambda\rho_0 V_0}\right)^2};$$

$$T_c = \sqrt{\frac{M}{k_n}}; \quad \zeta = \frac{\frac{V}{R\Theta_0} + \frac{P_0 F}{R\Theta_0} + F + \left(\frac{\partial Q_1}{\partial P_c}\right)_0 \frac{k_{mp}}{F}}{\left(\frac{\partial Q_1}{\partial P_c}\right)_0 \frac{\sqrt{M k_n}}{F}};$$

где c — удельная теплоемкость термобаллона, равная

$$c = \frac{c_м G_м + c_з G_з}{G_м + G_з};$$

G — вес термобаллона с заполнителем;

α_1 — коэффициент теплоотдачи измеряемой среды к термобаллону;

H — поверхность теплопередачи

$$\varkappa = 2a \frac{\Theta_0^2}{P_0};$$

Θ_0 и P_0 — расчетные значения температуры и давления заполнителя;

a — коэффициент, определяемый, например, из фиг. II.58, т.II, стр. 90;

μ — вязкость заполнителя капилляра;

d — диаметр капилляра;

l — его длина;

λ — коэффициент гидравлического сопротивления;

w — скорость звука в среде, заполняющей капилляр;

M — масса подвижных частей;

k_n — жесткость пружины;

V — паровой (газовый) объем;

F — эффективная площадь сильфона;

R — газовая постоянная заполнителя;

$\left(\frac{\partial Q_1}{\partial P_c}\right)$ — максимальная скорость парообразования заполнителя на единицу давления;

$k_{тр}$ — коэффициент «вязкого» трения.

Полная передаточная функция регулятора на основании вышеприведенных уравнений будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k \cdot e^{-(q+1)\cdot s}}{(T_т s + 1)(T_c^2 s^2 + 2\zeta T_c s + 1)}, \qquad \text{(II.25)}$$

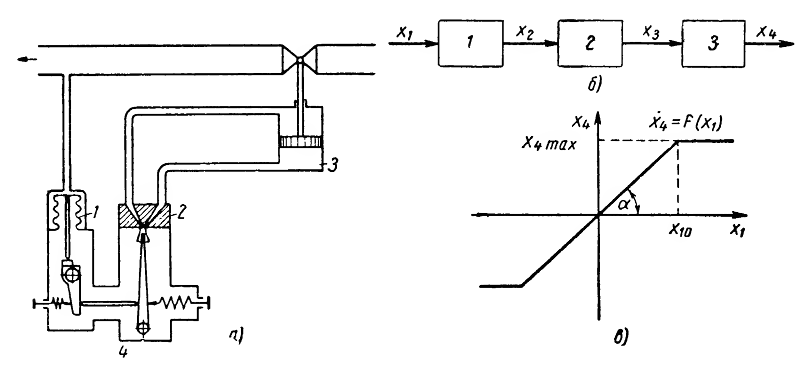
где

$$k = \varkappa \cdot k_к \cdot k_c.$$

2. СТРУЙНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Основой конструкции гидравлических струйных регуляторов являются струйные усилители (см. т. II, гл. IX). Наибольшее распространение имеют регуляторы с однокаскадными усили-

телями. Двухкаскадные усилители применяются либо в случае необходимости значительного увеличения коэффициента усиления, либо для повышения быстродействия регулятора. Гидравлические регуляторы нередко используются с односопловыми струйными усилителями, например в качестве различных командных регуляторов, когда главный управляющий (командный) сигнал нужно одновременно передать на ряд вспомогательных регуляторов. Для повышения быстродействия иногда



Фиг. II.4. Схемы и характеристика интегрирующего регулятора:

а — принципиальная схема регулятора с однокаскадным усилителем: *1* — сильфон; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — подвод рабочей жидкости; *б* — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор; x_1 — x_4 — переменные; *в* — статическая характеристика регулятора: x_1, x_4 — входная и выходная величины; x_{10} — значение входной величины, соответствующее отклонению струйной трубки до упора.

используются регуляторы с двусторонними струйными усилителями. Эти регуляторы могут применяться и для целей управления, например спаренными сервомоторами. Гидравлические струйные регуляторы обычно применяются в следующих основных модификациях: интегрирующие (И), пропорциональные (П), пропорционально-дифференцирующие (ПД) и пропорционально-интегрирующие (ПИ). Кроме этих основных, в отдельных случаях могут встречаться более сложные регуляторы, представляющие комбинации упомянутых выше основных модификаций.

Интегрирующий регулятор согласно схеме, приведенной на фиг. II.4,*а*, состоит из измерительного устройства с чувствительным элементом, усилителя мощности и сервомотора, который обычно непосредственно соединяется с регулирующим органом. Структурная схема регулятора представлена на фиг. II.4,*б*. Источником энергии для такого регулятора может служить насосная установка с соответствующими параметрами. При нормальных размерах струйного усилителя [3] давление рабочей жидкости обычно составляет от 4 до 8 *кГ/см*² при расходе от 4 до 6 *л/мин*. Пренебрегая весьма малым трением в опорах из-

мерительного устройства и усилителя, для регуляторов этого типа можно различать два возможных режима работы: на линейном участке характеристики (фиг. II.4,*б*), наклон которого в зависимости от коэффициента усиления k определяется углом $\alpha = \operatorname{arc} \operatorname{tg} k$, и на нелинейном, возникающем при отклонении струйной трубки до упора. Первый режим характерен переменной скоростью движения поршня сервомотора, второму соответствует постоянная скорость перемещения поршня. Для линейного режима работы уравнение движения регулятора может быть представлено в виде

$$(a_0 s^5 + a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s)\, x_4 = k x_1, \qquad (II.26)$$

где

$$a_0 = T_1^2 T_2^2 T_3; \quad a_1 = 2(\zeta_1 T_2 + \zeta_2 T_1 + T_1 T_2 T_3);$$

$$a_2 = T_3 (T_1^2 + T_2^2 + 4\zeta_1 \zeta_2 T_1 T_2); \quad a_3 = 2T_3(\zeta_1 T_1 + \zeta_2 T_2);$$

$$a_4 = T_3; \quad k = k_1 k_2.$$

Здесь T_1, T_2 и T_3 — соответственно постоянные времени элементов регулятора, из которых элементы 1 и 2 второго порядка, а элемент 3 — интегрирующее звено [3] (фиг. II.4,*а*).

Передаточная функция регулятора будет иметь вид

$$W_p(s) = \frac{k}{s(a_0 s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4)}. \qquad (II.27)$$

Очевидно, если в процессе регулирования отклонения регулируемого параметра φ не превышают некоторой величины φ_1, определяемой линейной частью статической характеристики регулятора, то весь регулятор может рассматриваться как линейный. В случае если постоянные времени T_1 и T_2 так малы, что на процесс регулирования в заданной полосе частот не оказывают влияния, то уравнение регулятора может быть представлено в виде

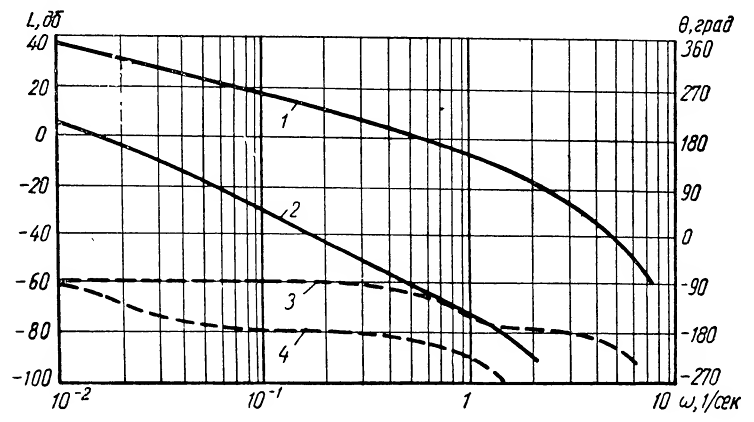
$$T s x_4 = k \cdot x_1. \qquad (II.28)$$

Уравнению (II.28) соответствует передаточная функция

$$W_p(s) = \frac{1}{T_p s}. \qquad (II.29)$$

Пределы изменения средних частотных характеристик для интегрирующих регуляторов с однокаскадными усилителями, полученные путем обработки экспериментальных данных типовых регуляторов рассматриваемого класса, приведены на фиг. II.5. На основании этих характеристик можно заключить, что область применения регуляторов этого типа лежит в относительно низкочастотной части спектра частот. Принципиальная схема гидравлического интегрирующего регулятора давления,

снабженного двухкаскадным струйным усилителем с внутренней обратной связью, показана на фиг. II.6,*а*. В регуляторах этого типа с целью повышения дистанционности его действия нередко в качестве второго каскада усиления применяют золотник без местной обратной связи. Усилитель и сервомотор регулятора при этом оказываются соединенными достаточно длинным трубопроводом. С учетом запаздывания τ, вносимого



Фиг. II.5. Частотные характеристики интегрирующих гидравлических регуляторов с однокаскадным усилителем (при $k = 1$):

1 и *2* — амплитудные; *3* и *4* — фазовые. Характеристики *1*, *3* и *2*, *4* — соответствуют различным постоянным времени сервомоторов.

трубопроводом, передаточная функция приближенно может быть записана для такого регулятора в виде

$$W_p(s) = \frac{e^{-\tau s}}{T_p s}.$$

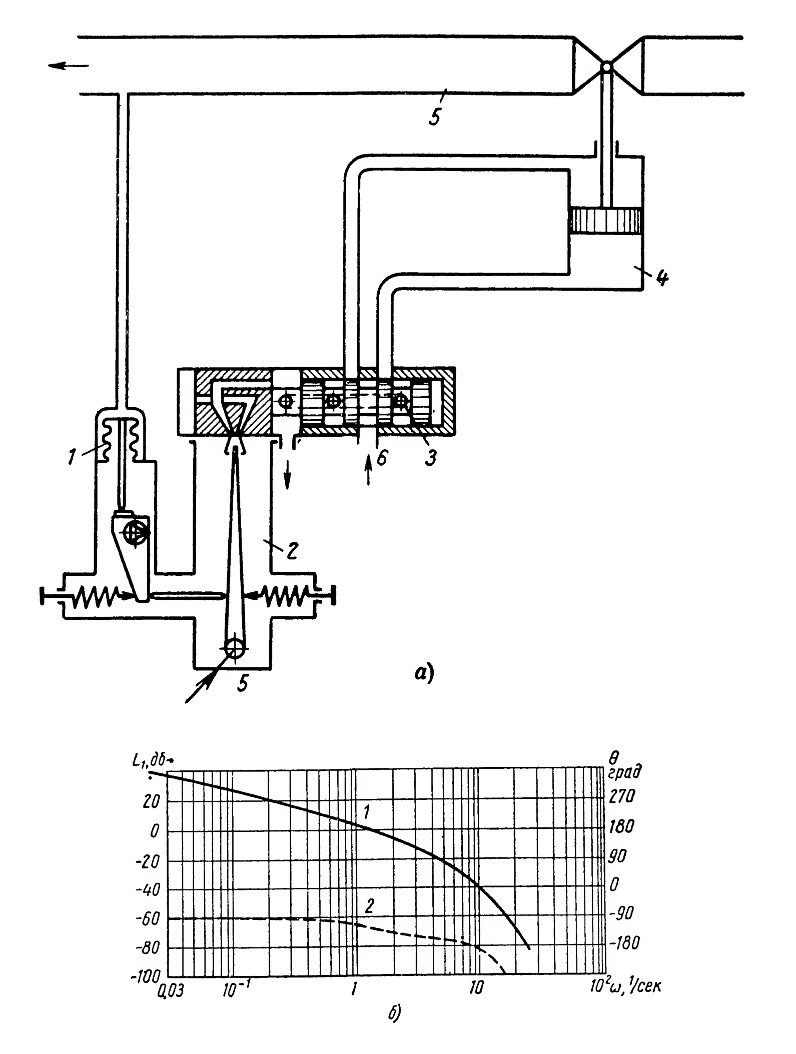
Следует указать, что, ввиду обычно недостаточного запаса устойчивости у таких регуляторов по фазе, использование их целесообразно ограничивать областью низкочастотных объектов. Не учитывая запаздывания в трубопроводе, соединяющем усилитель с сервомотором, уравнение интегрирующего регулятора с двухкаскадным усилителем, составленное согласно типовым уравнениям отдельных его звеньев [3] для линейного режима работы, будет иметь вид

$$(a_0 s^7 + a_1 s^6 + a_2 s^5 + a_3 s^4 + a_4 s^3 + a_5 s^2 + a_6 s)\, x_5 = k x_1. \quad \text{(II.30)}$$

Передаточная функция этого регулятора запишется в виде

$$W_p(s) = \frac{k}{s(a_0 s^6 + a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + a_5 s + a_6)}. \quad \text{(II.31)}$$

Для низкочастотных объектов, когда постоянные времени регулятора T_1, T_2 и T_3 не оказывают существенного влияния на



Фиг. II.6. Схема и логарифмические характеристики интегрирующего регулятора с двухкаскадным усилителем:

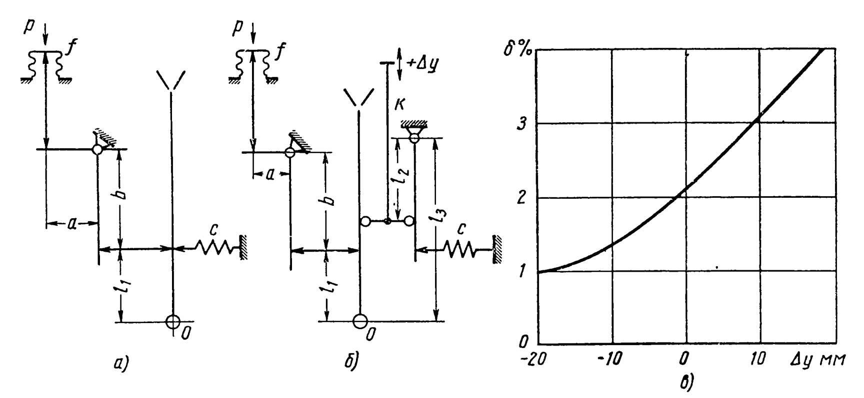
а — принципиальная схема регулятора: *1* — сильфон; **2** — **струйный усилитель**; *3* — отслеживающий золотник; *4* — сервомотор; *5* — подвод рабочей жидкости к струйной трубке; *6* — то же к золотнику; *б* — частотные характеристики регулятора: *1* — амплитудная и *2* — фазовая (при $k = 1$).

процесс регулирования, уравнение движения регулятора и его передаточная функция могут быть приняты соответственно в более простом виде:

$$T_4 s x_5 = k x_1;$$

$$W_p(s) = \frac{k}{T_4 s}. \qquad (II.32)$$

Логарифмические частотные характеристики двухкаскадного регулятора показаны на фиг. II.6,*б*. Как видно из сравнения



Фиг. II.7. Расчетные схемы интегрирующих регуляторов со струйными усилителями и характеристика корректора:

а — без корректора; *б* — с корректором; *p* — давление (регулируемый параметр); *f* — эффективная площадь сильфона; *a*, *b*, l_1, l_2, l_3 — плечи; Δy — перемещение корректора *k*; *в* — зависимость неравномерности регулятора от положения корректора: δ — величина неравномерности в %; Δy — перемещение корректора.

с фиг. II,5, частотные характеристики однокаскадного и двухкаскадного регуляторов при коротком трубопроводе отличаются незначительно.

Методы статического расчета рассмотренных выше типов регуляторов практически одинаковы. Целью такого расчета является определение размеров основных элементов регулятора, соответствующих выбранной характеристике. Этот расчет служит также для определения пределов изменения неравномерности регулятора, подбираемой окончательно при его настройке на объекте. Эти параметры подбираются из условий достижения оптимального процесса регулирования, получаемых из динамического расчета регулятора.

Согласно фиг. II.7,*а* уравнение моментов относительно оси *O* качания струйной трубки без корректора может быть, например, для регулятора давления записано в виде

$$p \cdot f \cdot \frac{a}{b} = c \cdot x. \qquad (II.33)$$

Отсюда зависимость неравномерности регулятора, выражаемой изменением регулируемого параметра на величину, необходимую для полного отклонения струйной трубки от жесткости возвратной пружины регулятора, будет

$$\Delta p = c \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{\Delta x_0}{f}, \qquad (II.34)$$

где Δp — неравномерность регулятора в *кГ/см*²;
c — жесткость возвратной пружины в *кГ/мм*;
a; b — величины плеч (фиг. II.7) в *мм*;
Δx_0 — максимальное отклонение струйной трубки на плече l_1 от оси качания O в *мм*;
f — эффективная площадь сильфона в *см*².

Для регулятора давления с корректором (фиг. II.7,*б*) аналогично может быть получено выражение для неравномерности регулятора в виде

$$\Delta p = c \cdot \frac{\Delta x_0}{f} \cdot \frac{l_2}{l_1} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\frac{l_3}{\Delta y} - 1}. \qquad (II.35)$$

В данном случае неравномерность регулятора Δp зависит от величины перемещения корректора Δy. Эта зависимость приведена на фиг. II.7,*в*. В соответствии с особенностями конструкции гидравлических регуляторов перемещением корректора в них можно изменять величину неравномерности приблизительно в 5 раз.

Пропорциональный регулятор, структурная схема которого изображена на фиг. II.8,*а*, состоит из измерительного устройства, усилителя мощности, сервомотора и жесткой обратной связи. Очевидно, что статическая характеристика пропорционального регулятора представляет собой прямолинейную зависимость перемещения штока сервомотора от отклонения регулируемого параметра на входе регулятора. Угол наклона этой характеристики может быть определен из соотношения $\alpha = \operatorname{arc\,tg} k$.

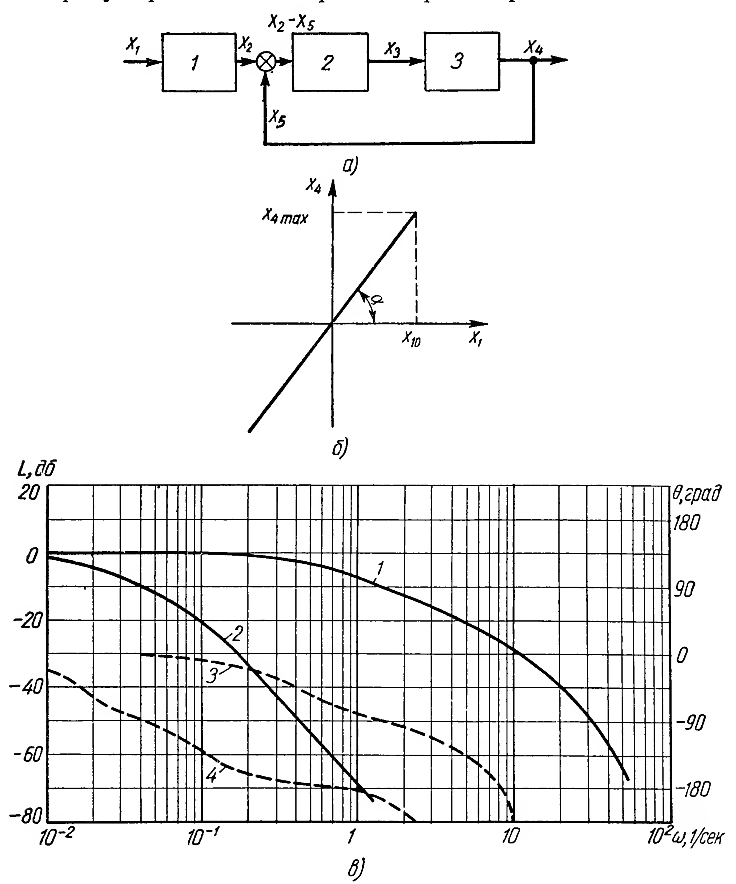
Для линейного режима работы регулятора уравнения движения структурных его элементов [3] могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned} (T_1^2 s^2 + 2\zeta_1 T_1 s + 1)\, x_2 &= k_1 x_1; \\ (T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1)\, x_3 &= k_2 x_2 + x_5; \qquad (II.36) \\ T_3 s x_4 &= x_3. \end{aligned}$$

С учетом жесткой обратной связи $x_5 = k_4 x_4$ при $k_4 = 1$ получим передаточную функцию регулятора

$$W_p(s) = \frac{k_1}{(T_1^2 s^2 + 2\zeta_1 T_1 s + 1)\left[T_3 s\left(\frac{T_2^2}{k_2} s^2 + 2\frac{\zeta_2 T_2 s}{k_2} + \frac{1}{k_2}\right) + 1\right]}. \qquad (II.37)$$

При регулировании инерционных объектов, когда постоянные времени T_1 и T_2 малы по сравнению с постоянными времени объекта регулирования и сервомотора и практически не влияют



Фиг. II.8. Структурная схема и характеристики пропорционального гидравлического регулятора:

а — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; $x_1 - x_5$ — переменные; *б* — статическая характеристика гидравлического пропорционального регулятора; x_1 и x_4 — входная и выходная величины; *в* — логарифмические частотные характеристики гидравлических пропорциональных регуляторов: *1* и *2* — амплитудные; *3* и *4* — фазовые

Кривые *1*, *3* и *2*, *4* соответствуют различным значениям постоянных времени сервомотора при $k=1$.

на процесс регулирования, передаточная функция для пропорционального регулятора может быть принята в более простом виде:

$$W'_p(s) = \frac{k_1}{\frac{T_3}{k_2} s + 1}. \tag{II.38}$$

Средние по значениям экспериментальные частотные характеристики пропорциональных регуляторов с однокаскадными струйными усилителями приведены на фиг. II. 8, *в*. Пропорциональность статической характеристики регулятора данного типа обеспечивается жесткой обратной связью, конструктивное выполнение которой может быть чрезвычайно разнообразным. Обычно в этих регуляторах жесткая обратная связь осуществляется с помощью стального троса или ленты, связывающих перемещение штока сервомотора со струйной трубкой, являющейся управляющим элементом усилителя. В ряде конструкций для этой цели используются передачи при помощи валиков или штанг. Существуют также конструкции регуляторов, в которых жесткие обратные связи осуществлены с помощью гидравлических элементов.

Жесткие обратные связи, образуемые с помощью тросов и лент лишь незначительно изменяют массу подвижных частей сервомотора и усилителя и поэтому их можно считать безынерционными. Гидравлические обратные связи или обратные связи смешанного типа уже нельзя считать безынерционными, так как при значительной протяженности соединительных трубопроводов они могут сильно влиять на динамику регулятора. Принципиальная схема пропорционального регулятора с жесткой обратной связью, выполненной в виде троса (ленты), приведена на фиг. II.9,*а*. В качестве другого примера на фиг. II.9,*б* показана принципиальная схема регулятора давления пропорционального типа с жесткой обратной связью, выполненной в виде штанги. Примерная схема регулятора с гидравлической обратной связью изображена на фиг. II.10,*а*. При значительной длине трубопровода гидравлической обратной связи появляется запаздывание в передаче давления от одного сильфона к другому, что необходимо учитывать при расчете этого регулятора. Без учета инерции жидкости, заполняющей гидравлическую систему обратной связи, передаточная функция обратной связи будет иметь вид

$$W_{oc}(s) = \frac{k_{oc}}{T_{oc}s + 1}; \qquad (II.39)$$

где

$$k_{oc} = c_1/c; \quad T_{oc} = \frac{32\mu L}{d^2} \cdot \frac{F_c}{f_1} \cdot \frac{L}{c};$$

здесь

c_1 и c — коэффициенты жесткости пружины обратной связи и сильфона с пружиной в регуляторе;

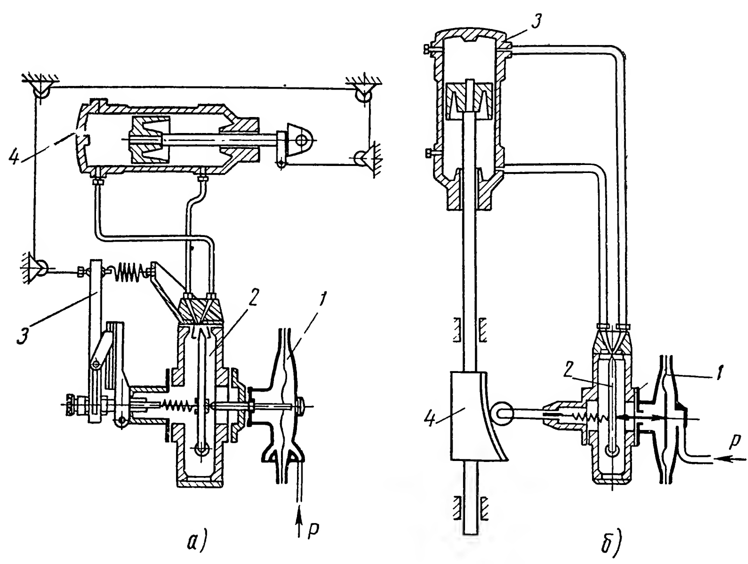
μ — вязкость жидкости;

L и d — длина и диаметр (внутренний) трубопровода;

f_1 и F_c — площадь поперечного сечения трубопровода и эффективная площадь сильфона.

Для данного регулятора с учетом запаздывания в системе обратной связи передаточная функция, если пренебречь влиянием малых постоянных времени измерительной системы регулятора и его усилителя, будет иметь вид

$$W_p(s) = \frac{k'(T_{oc}s + 1)}{T_p^2 s^2 + 2\zeta T_p s + 1}; \qquad (II.40)$$



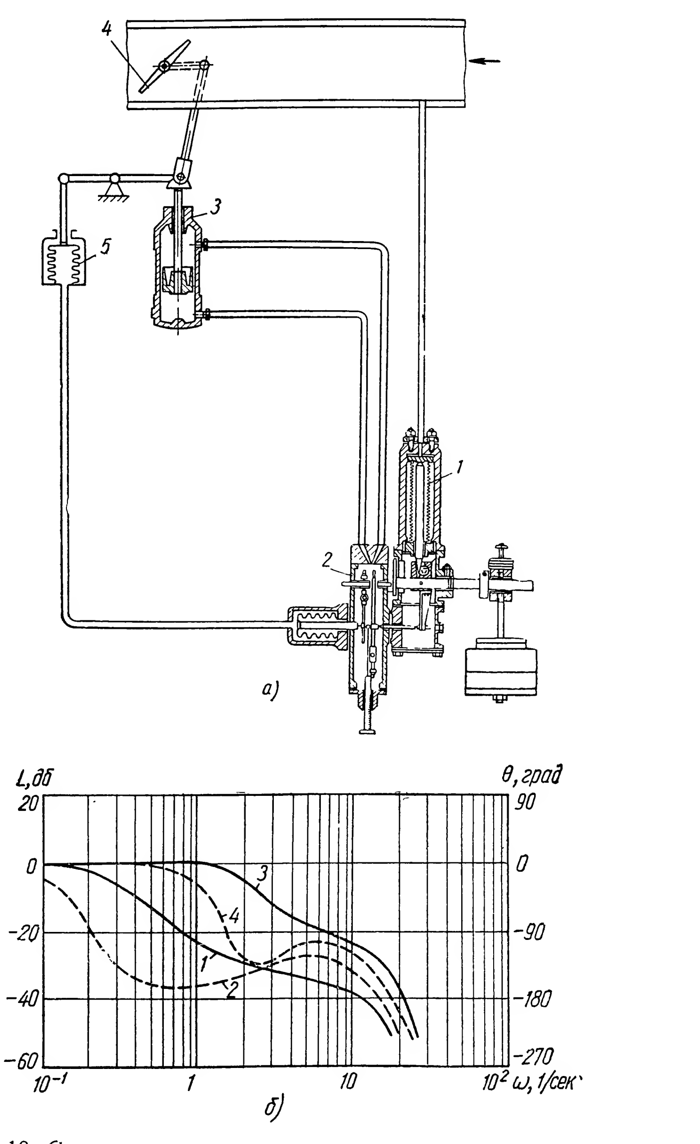
Фиг. II.9. Принципиальные схемы гидравлических пропорциональных регуляторов со струйным усилителем и жесткой обратной связью:

а — регулятор с обратной связью, осуществляемой с помощью троса (ленты): *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — рычаг обратной связи; *4* — сервомотор; *р* — регулируемое давление; *б* — пропорциональный гидравлический регулятор с жесткой обратной связью в виде штанги: *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — лекало обратной связи.

здесь

$$k' = 1/k_{oc}; \quad T_p = \sqrt{\frac{T_з T_{oc}}{1 + kk_{oc}}}; \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{\frac{T_{oc}}{T_з}(1 + kk_{oc})}}.$$

На фиг. II.10,*б* показаны примерные частотные характеристики рассматриваемого регулятора для крайних значений постоянной времени сервомотора. На фиг. II.11 изображена схема пропорционального регулятора давления с электрической (потенциометрической) жесткой обратной связью. В этом случае ввиду малости постоянной времени электромагнита в цепи обратной связи частотные характеристики регулятора будут мало отличаться от приведенных на фиг. II.10,*б*. Однако в этих регу-

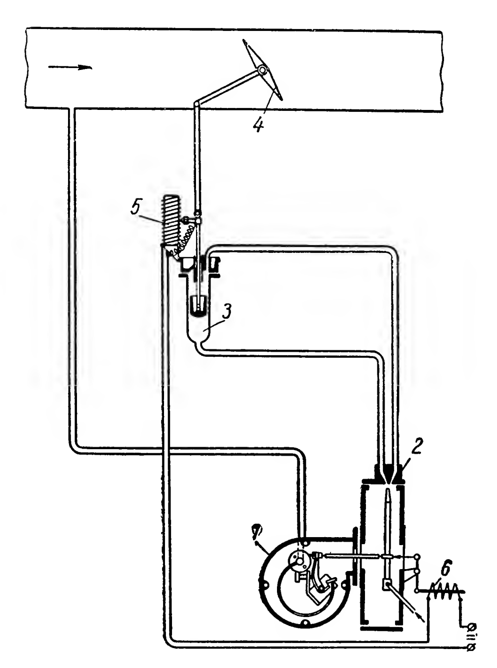


Фиг. II.10. Схема и характеристики пропорционального регулятора с гидравлической обратной связью:

а — принципиальная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — регулирующий орган; *5* — сильфон обратной связи; *б* — логарифмические частотные характеристики пропорциональных гидравлических регуляторов с струйными усилителями: *1* и *3* — амплитудные; *2* и *4* — фазовые. Кривые *1*, *2* и *3*, *4* соответствуют различным значениям постоянных времени сервомотора при $k = 1$.

ляторах для стабильности характеристик обратной связи необходимо достаточно точное поддержание напряжения питания.

Схема пропорционального регулятора давления с жесткой (тросовой или ленточной) обратной связью и двухкаскадным струйным усилителем приведена на фиг. II.12,*а*. Схема пропорционального регулятора с другим вариантом жесткой обратной связи, воздействующей на буксу отсечного золотника, приведена на фиг. II.12, *б*. Жесткая обратная связь такого регулятора может быть также выполнена гидравлической, аналогично изображенной на фиг. II.10,*а*, либо электрической, как показано на фиг. II.11.



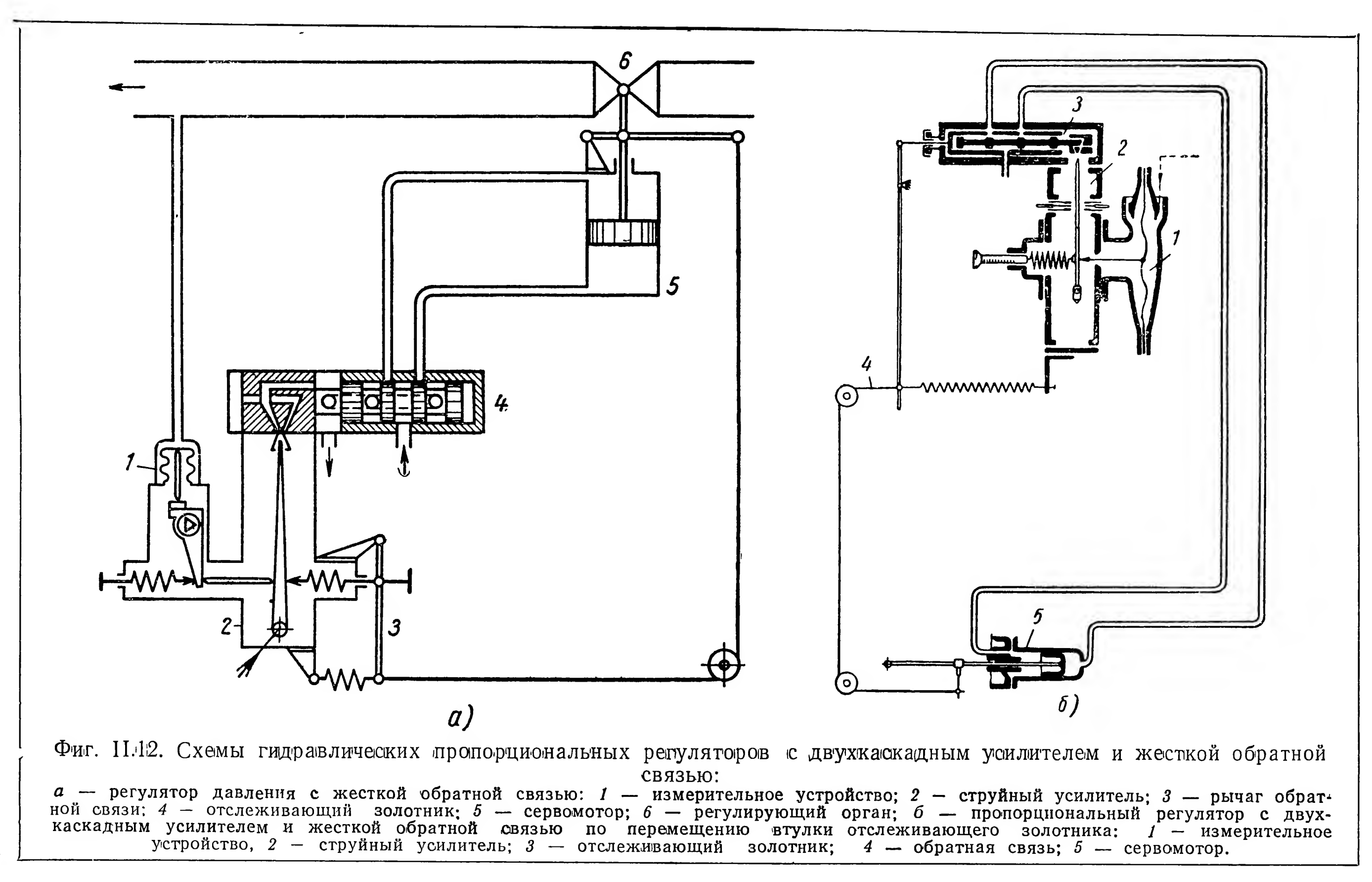
Фиг. II.11. Принципиальная схема гидравлического струйного регулятора с электрической жесткой обратной связью:

1 — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — регулирующий орган; *5* — потенциометр обратной связи; *6* — электромагнит.

Частотные характеристики пропорциональных регуляторов с двухкаскадными усилителями практически не отличаются от приведенных на фиг. II.8,*в* и фиг. II.10,*б*, поскольку собственная частота золотника второго каскада усиления [2] значительно выше полосы пропускания частот остальных элементов регулятора. Исключение может составить только регулятор, у которого имеется длинный соединительный трубопровод между усилителем и сервомотором. Влияние соединительного трубопровода на динамику регулятора рассматривается ниже.

Пропорционально-дифференцирующий регулятор. Структурная схема варианта пропорционально-дифференцирующего регулятора изображена на фиг. II.13. Эффект дифференцирования координаты x_2 в этой схеме достигается за счет применения параллельно включенных вспомогательных сервомоторов [3]. Поскольку дифференцирующий элемент не оказывает влияния на статическую характеристику регулятора, последняя может иметь вид, указанный на фиг. II.4,*в*.

Вид передаточной функции регулятора зависит от конкретной схемы дифференцирующего элемента, которая может быть

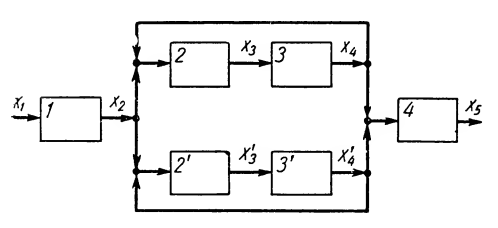


Фиг. II.12. Схемы гидравлических пропорциональных регуляторов с двухкаскадным усилителем и жесткой обратной связью:

а — регулятор давления с жесткой обратной связью: *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — рычаг обратной связи; *4* — отслеживающий золотник; *5* — сервомотор; *6* — регулирующий орган; *б* — пропорциональный регулятор с двухкаскадным усилителем и жесткой обратной связью по перемещению втулки отслеживающего золотника: *1* — измерительное устройство, *2* — струйный усилитель; *3* — отслеживающий золотник; *4* — обратная связь; *5* — сервомотор.

различной. На фиг. II.14,*а* приведена принципиальная схема пропорционально-дифференцирующего регулятора с поршневым дифференциатором. Передаточная функция этого регулятора, если пренебречь малыми постоянными времени струйного усилителя и золотникового усилителя, будет иметь вид

$$W_p(s) = \frac{k \cdot (\tau s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}, \qquad (II.41)$$



Фиг. II.13. Структурная схема пропорционально-дифференцирующего гидравлического регулятора, изображенного на фиг. II.14, *а*:

1 — измерительное устройство; *2* и *2'* — усилители; *3* и *3'* — вспомогательные сервомоторы; *4* — рабочий сервомотор; x_1 — x_5 — переменные величины.

где

$$\tau = \frac{k_1 T_2 + i k_2 T_1}{k_1 + i k_2};$$

T_1 — постоянная времени одного из вспомогательных сервомоторов;

T_2 — постоянная времени второго вспомогательного сервомотора;

T_3 — постоянная времени исполнительного сервомеханизма;

k — коэффициент усиления регулятора;

k_1 и k_2 — коэффициенты усиления вспомогательных сервомоторов;

i — передаточное отношение.

Примерные частотные характеристики, соответствующие передаточной функции (II.41), при малых значениях k_2, T_1 и T_3 показаны на фиг. II.14,*б* (кривые *1* и *2*). Схема другого варианта пропорционально-дифференцирующего регулятора с инерционной электрической обратной связью показана на фиг. II.15. Передаточная функция этого регулятора при допущениях, аналогичных принятым для первого варианта, имеет вид

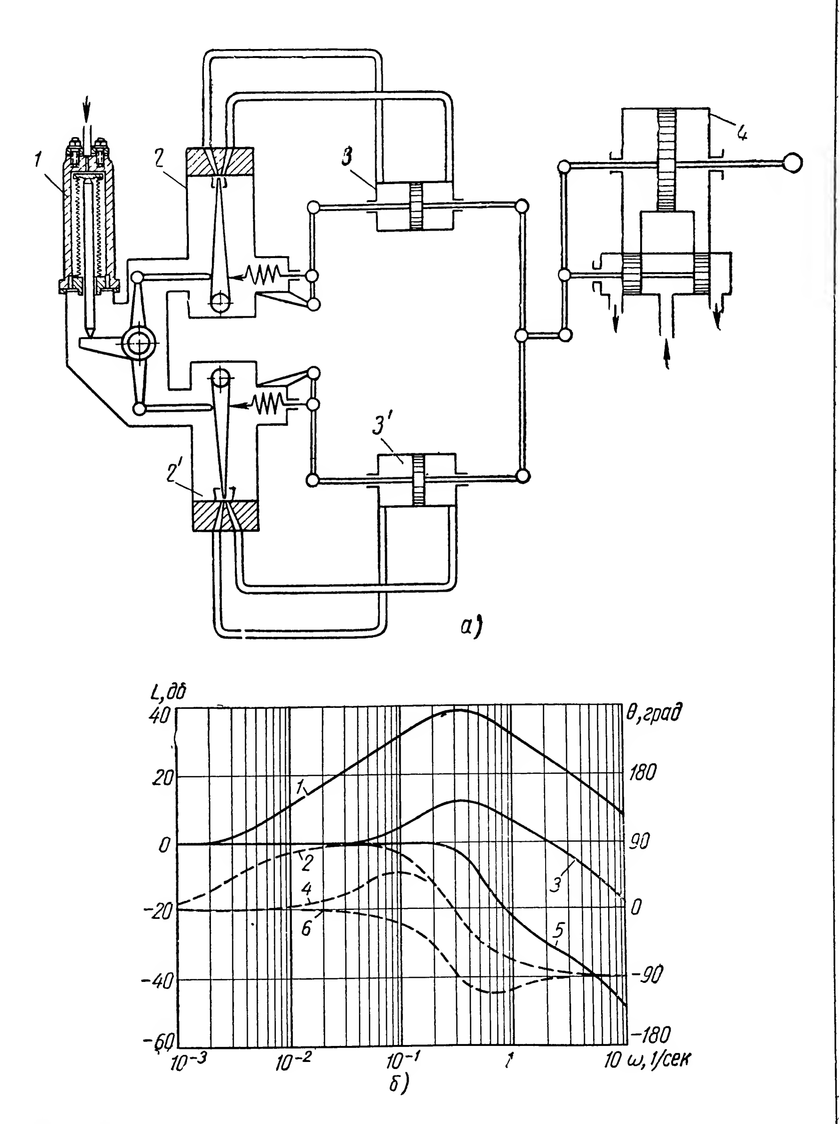
$$W_p(s) = \frac{\tau_1 s + 1}{T_p^2 s^2 + 2\zeta T_p s + 1}, \qquad (II.42)$$

где

$$T_p = \sqrt{\frac{\tau_1}{k_1 k_{oc}}}; \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{\tau_1 k_1 k_{oc}}}; \quad \tau_1 = RC.$$

Примерные частотные характеристики, соответствующие передаточной функции (II.42), для коэффициента усиления регулятора $k = 1$ приведены на фиг. II.14,*б* (кривые *3* и *4*).

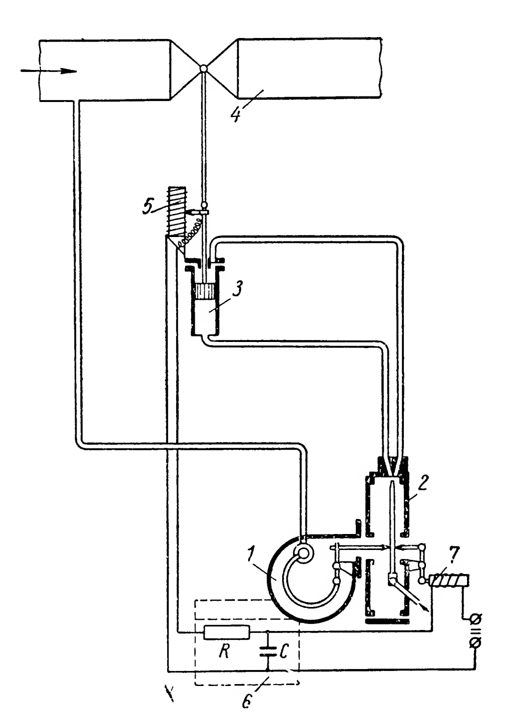
В пропорционально-дифференцирующих регуляторах для повышения коэффициента усиления мощности могут приме-



Фиг. II.14. Схема и характеристики пропорционально-дифференцирующего регулятора с поршневым дифференциатором:

а — принципиальная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* и *2'* — струйные усилители; *3* и *3'* — вспомогательные сервомоторы; *4* — рабочий сервомотор; *б* — частотные характеристики пропорционально-дифференцирующего регулятора: *1*, *3* и *5* — амплитудные; *2*, *4* и *6* — фазовые

няться двухкаскадные усилители. Применение двухкаскадного усилителя расширяет диапазон рабочих частот регулятора (см. фиг. II.14,*б*, кривые *5* и *6*) за счет уменьшения постоянной времени сервомотора.



Фиг. II.15. Схема варианта пропорционально-дифференцирующего гидравлического регулятора с интегрирующим контуром в цепи обратной связи:

1 — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — регулирующий орган; *5* — потенциометр обратной связи; *6* — *RC*-контур; *7* — электромагнит.

Пропорционально-интегрирующий регулятор представляет собой комбинированный регулятор, структурная схема которого приведена на фиг. II.16,*а*. Принципиальная схема регулятора изображена на фиг. II.17,*а*. Регуляторы этого типа известны также под названием изодромных. Статическая характеристика этого регулятора, зависящая от настройки изодромного выключателя, показана на фиг. II.16,*б*.

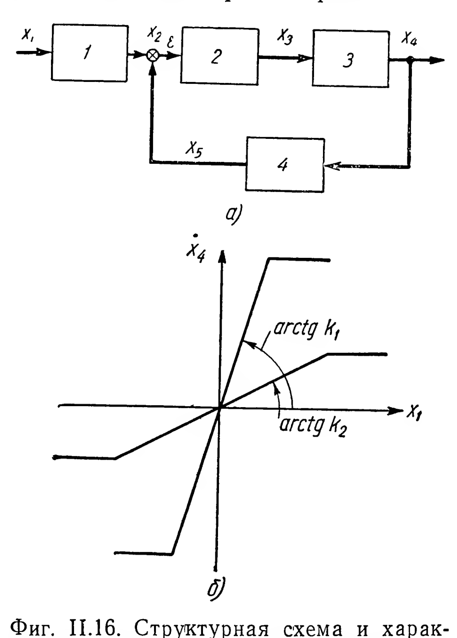
Передаточная функция регулятора, пренебрегая малыми постоянными времени измерительного устройства и струйного усилителя, может быть записана в следующем виде:

$$W_p(s) \approx \frac{k(T_u s + 1)}{T_u s \left(\frac{1}{k_2 k_3 k_{oc}} s + 1 \right)}. \qquad (II.43)$$

Примерные частотные характеристики, соответствующие передаточной функции (II.43) для практически реальных значений T_u и T_c при $k = 1$, приведены на фиг. II.17,*б*.

Пропорционально-интегрирующие регуляторы могут применяться также и с двухкаскадными усилителями мощности. В качестве второго каскада обычно используется золотниковый усилитель. Два варианта таких регуляторов показаны на фиг. II.18. При сделанных выше допущениях относительно малости постоянных времени измерительных устройств и усилителей пере-

даточные функции регуляторов, изображенных на фиг. II.18, будут аналогичны выражению (II.43). При ограниченной длине трубопровода между усилителем и сервомотором применение двухкаскадных усилителей в этих регуляторах может несколько расширить их полосу пропускания.



Фиг. II.16. Структурная схема и характеристики пропорционально-интегрирующего гидравлического регулятора:

а — структурная схема: *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — изодромная обратная связь; $x_1 - x_5$ — переменные; *б* — статическая характеристика пропорционально-интегрирующего регулятора: x_1 и x_4 — входная и выходная величины; k_1 и k_2 — значения коэффициента усиления.

Пропорционально-интегро-дифференцирующие регуляторы со струйными усилителями серийно не изготовляются. Однако подобные регуляторы могут быть скомплектованы почти целиком из серийных элементов и их можно рекомендовать для применения в тех случаях, когда допустима некоторая статическая неравномерность, которая в переходном режиме принимает значительно бо́льшую величину, обусловливаемую требованиями устойчивости и качества переходного процесса. Структурная схема возможного варианта такого регулятора показана на фиг. II.19. Его принципиальная схема может быть, например, осуществлена согласно фиг. II.20. Передаточная функция регулятора при линейной аппроксимации и достаточно малых постоянных времени измерительного устройства, вспомогательного сервомотора *4* и усилителей, может быть записана в виде

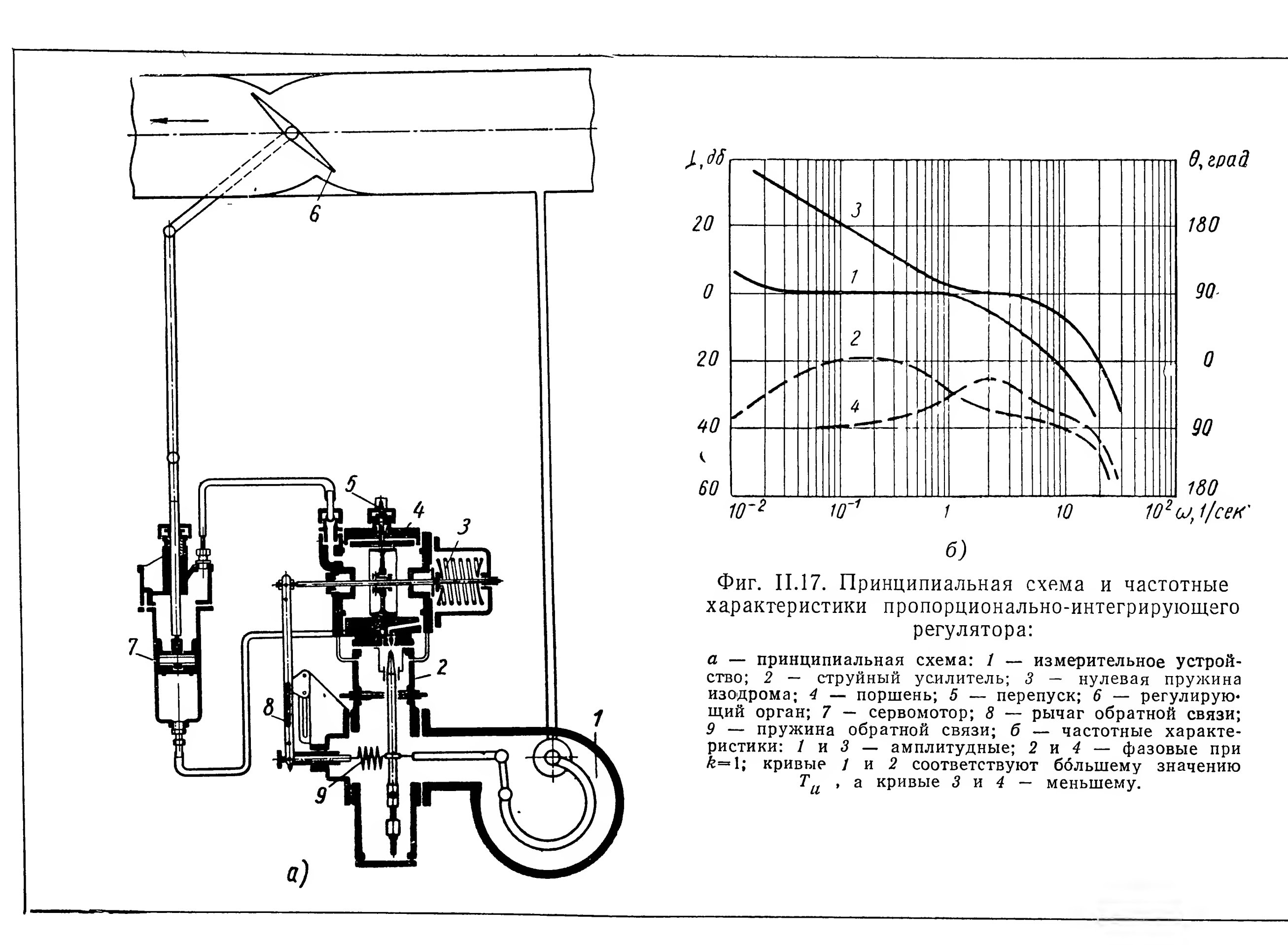
$$W(s) = \frac{k(\tau_1 s^2 + \tau_2 s + 1)}{s(T_p^2 s^2 + 2\zeta T_p s + 1)}, \qquad \text{(II.44)}$$

где

$$\tau_1 = \frac{k_1}{k} T; \quad \tau_2 = T_u + \frac{k_1}{k} - \frac{k_2}{k} T_1; \quad T = \frac{T_u}{1 + k_2};$$

$$T_p = \sqrt{TT_c}; \quad \zeta = \frac{T + T_c}{2\sqrt{T \cdot T_c}}; \quad k = \frac{k_1}{T_1(1 + k_2)};$$

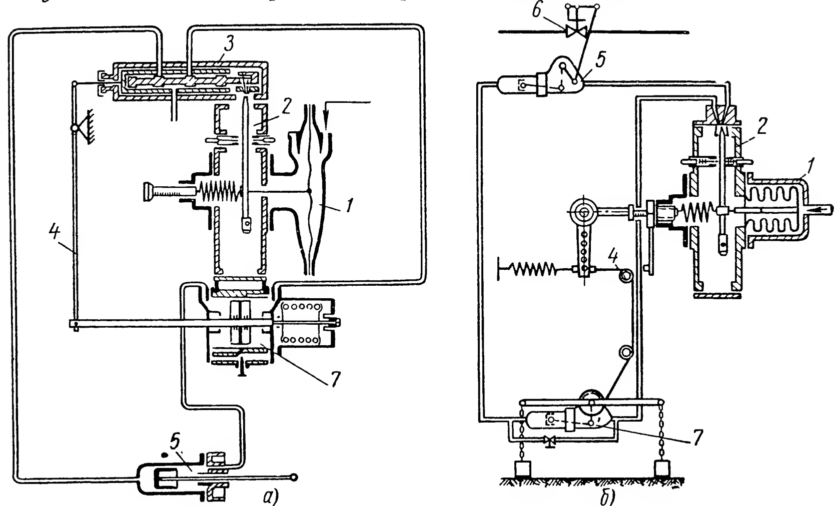
k_1 — коэффициент усиления измерительного элемента совместно с струйным усилителем;



Фиг. II.17. Принципиальная схема и частотные характеристики пропорционально-интегрирующего регулятора:

а — **принципиальная схема:** *1* — **измерительное устройство;** *2* — струйный усилитель; *3* — нулевая пружина изодрома; *4* — поршень; *5* — перепуск; *6* — регулирующий орган; *7* — сервомотор; *8* — **рычаг обратной связи;** *9* — пружина обратной связи; *б* — частотные характеристики: *1* и *3* — амплитудные; *2* и *4* — фазовые при $k=1$; кривые *1* и *2* соответствуют бо́льшему значению T_u, а кривые *3* и *4* — меньшему.

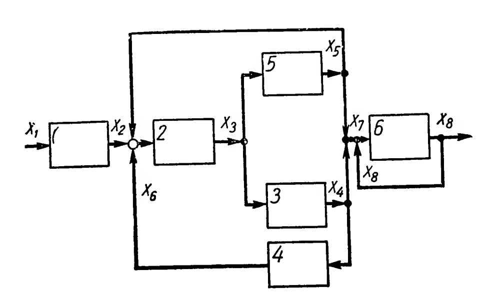
k_2 — коэффициент обратной изодромной связи;
T_1 — постоянная времени вспомогательного сервомотора *8*;
T_u — постоянная времени изодрома;
T_c — постоянная времени сервомотора *6* регулятора.



Фиг. II.18. Схемы пропорционально-интегрирующих гидравлических регуляторов:

а — с двухкаскадным усилителем; *б* — с однокаскадным усилителем и вынесенным изодромом; *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — отслеживающий золотник; *4* — обратная связь; *5* — сервомотор; *6* — регулирующий орган; *7* — изодром.

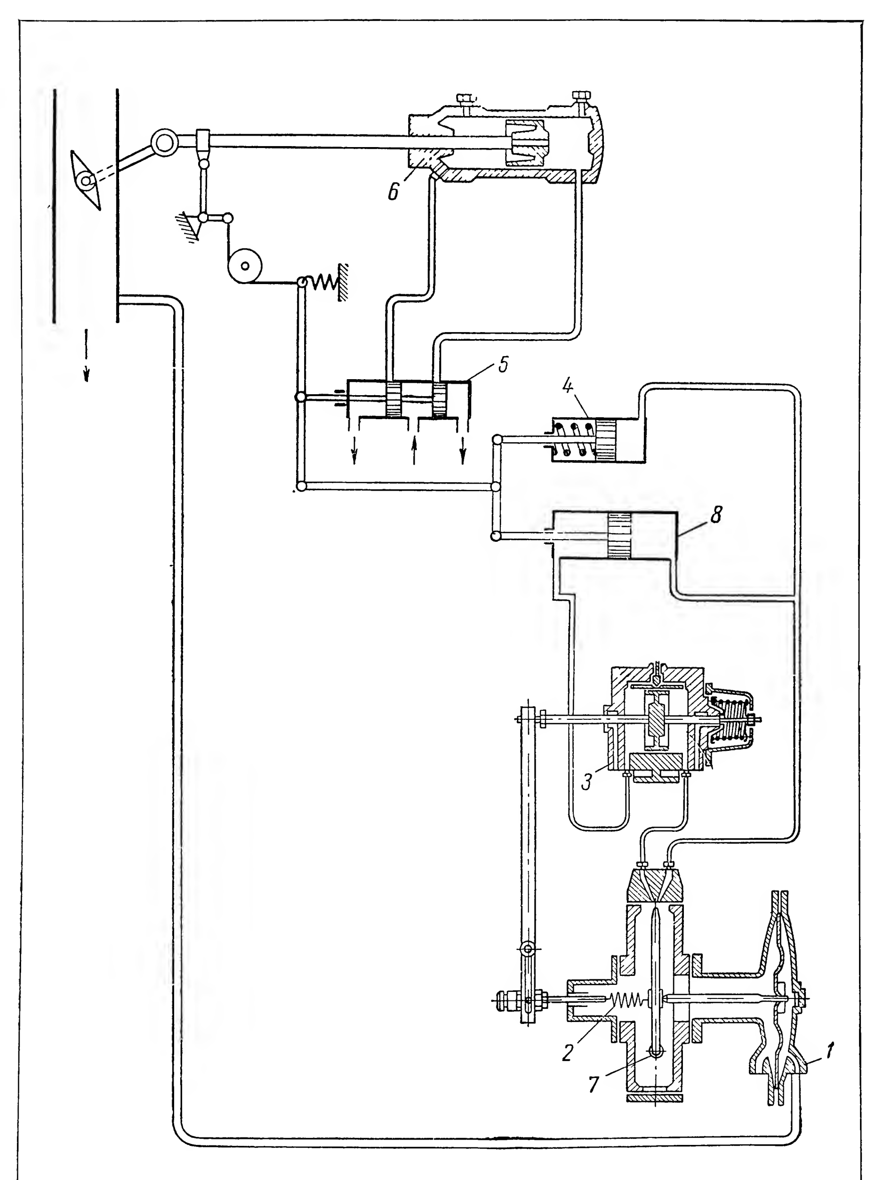
Из выражения для коэффициента демпфирования можно сделать вывод, что оптимальное соотношение постоянных времени $T = \frac{T_u}{1+k_2}$ и T_c сервомотора регулятора близко к единице.



Фиг. II.19. Структурная схема пропорционально-интегро-дифференцирующего гидравлического регулятора:

1 — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — сервомотор; *4* — изодромная обратная связь; *5* — вспомогательный сервомотор; *6* — исполнительный сервомеханизм; x_1 — x_8 — переменные.

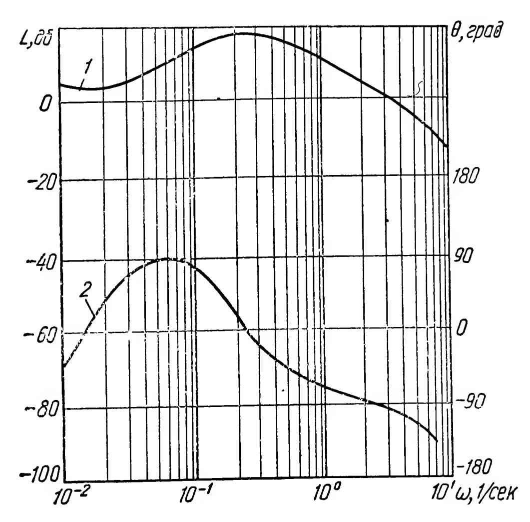
Примерные частотные характеристики рассматриваемого регулятора изображены на фиг. II.21. Схема другого возможного варианта регулятора этого типа, отличающегося гидравлическими связями, показана на фиг. II.22. В регуляторе использован несимметричный струйный усилитель, сблокированный с типовым изодромным устройством. Вторичный усилитель регулятора выпол-



Фиг. II.20. Принципиальная схема пропорционально-интегро-дифференцирующего гидравлического регулятора:

1 — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — изодром; *4* и *8* — вспомогательные сервомоторы; *5* — вторичный усилитель; *6* — выходной сервомотор; *7* — подвод рабочей жидкости.

нен в виде обычного золотника без обратной связи. При условии малости постоянной времени вспомогательного сервомотора, подключенного к струйному усилителю, помимо изодрома, и пренебрегая малой инерционностью измерительного устройства и



Фиг. II.21. Частотные характеристики пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора:
1 — амплитудная; *2* — фазовая (при $k=1$).

усилителей, передаточная функция регулятора приблизительно может быть записана в виде выражения

$$W(s) = k \cdot \frac{\tau_1^2 s^2 + \tau_2 s + 1}{s(T_u s + 1)}, \qquad (II.45)$$

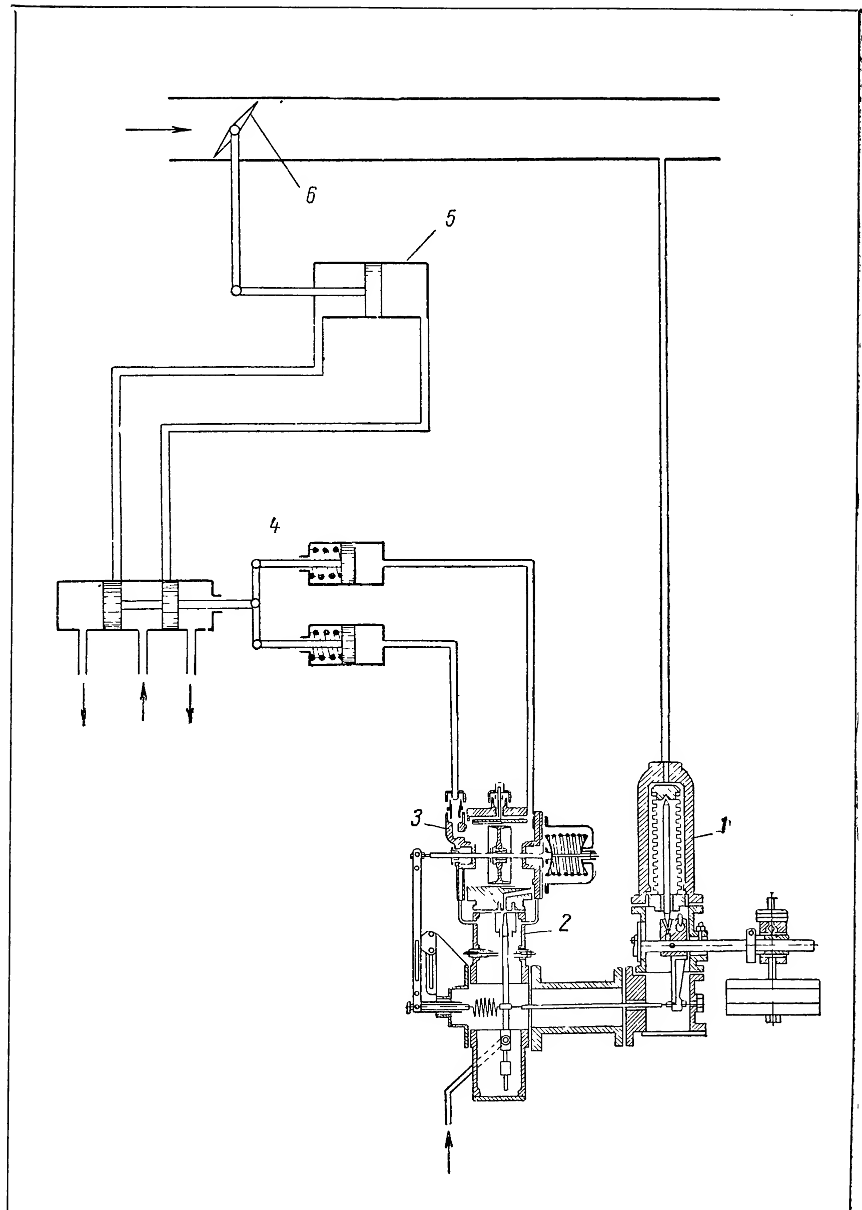
где

$$\tau_1 = \frac{T_1 T_u}{k_2 k_3}; \qquad \tau_2 = \frac{T_1}{k_2 k_3}(1 + k_2 + T_u) + T_u;$$

$$k = \frac{k_1 k_2 k_3}{T_c};$$

T_1 — постоянная времени вспомогательного сервомотора, включенного последовательно с изодромом;
T_u — постоянная времени изодрома;
k_2 — коэффициент обратной связи изодрома;
k_3 — коэффициент усиления золотника;
T_c — постоянная времени сервомотора *5* регулятора.

Очевидно, что требуемое для улучшения процесса регулирования опережение по фазе при данном регуляторе можно получить для определенной полосы частот соответствующим выбором T_1, T_u и k.



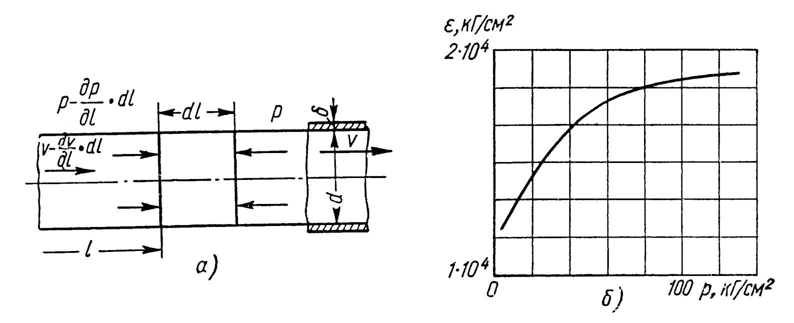
Фиг. II.22. Схема варианта пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора с гидравлическими связями:

1 — измерительное устройство; 2 — усилитель; 3 — изодром; 4 — вспомогательные сервомоторы; 5 — испытательный сервомотор; 6 — регулирующий орган.

3. ДИНАМИКА ГИДРАВЛИЧЕСКОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИ РАБОТЕ С ДЛИННЫМ СОЕДИНИТЕЛЬНЫМ ТРУБОПРОВОДОМ

При значительном удалении регулирующего органа от регулятора, а также при необходимости повышения скорости срабатывания сервомотора в гидравлических регуляторах обычно применяют двухкаскадные усилители. В струйных регуляторах наиболее желательным является выполнение второго каскада усиления в виде отслеживающего золотника, который обеспечивает наилучшую динамическую характеристику регулятора и удобную компоновку. В дроссельных регуляторах второй каскад обычно выполняют в виде второго золотника увеличенных размеров. При достаточных размерах золотника на выходе второго каскада могут быть получены значительные расходы рабочей жидкости, а для повышения быстродействия, особенно при длинном соединительном трубопроводе, золотник второго каскада усиления можно питать рабочей жидкостью при повышенном давлении. Однако применение таких схем регуляторов нередко наталкивается на весьма значительные трудности, проявляющиеся обычно только при наладке. Во многих случаях причиной неправильной работы регулятора в этих условиях являются значительные потери давления рабочей жидкости, которые возникают вследствие большого сопротивления трубопроводов. Иногда причиной плохой работы регулятора могут быть явления резонанса колебаний в конечных звеньях его цепи, возникающих при неудачной компоновке соединительных трубопроводов. Однако основной причиной неудовлетворительной работы регулятора при длинных соединительных трубопроводах является влияние распределенности параметров на динамику системы. Исследованные с предельной полнотой в трудах Н. Е. Жуковского волновые явления, которые могут возникнуть при внезапных торможениях сервомотора, здесь не рассматриваются, поскольку такой режим работы может иметь место только при аварии. Для более детального рассмотрения явления распределенности параметров выделим в трубопроводе, соединяющем усилитель с сервомотором, элемент длиной dl (фиг. II.23,a) и рассмотрим силы, действующие на жидкость, заключенную в этом элементе. В случае неустановившегося потока элемент этой жидкости будет находиться под действием неодинаковых давлений, возникающих на его торцовых поверхностях. Разность этих давлений будет $p_{n-1}-p_n = \frac{\partial p}{\partial l}\,dl$. Эта разность давлений сообщает элементу жидкости ускорение. Учитывая, что на обеих торцовых поверхностях элемента жидкости имеют место разные скорости, выразим это изменение скорости через $\frac{\partial v}{\partial l}\,dl$. Рассматривая движение жидкости в направлении положительной оси x, полу-

чим, что в сечении перед элементом жидкости давление будет более высоким, чем за этим элементом. Таким образом $p - \frac{\partial p}{\partial l} \times$ $\times\, dl > p$. Это же неравенство справедливо и для разности скоростей, поэтому $v - \frac{\partial v}{\partial l} > v$. Средняя скорость элемента жидко-



Фиг. II.23. Элемент трубопровода с жидкостью:
1 — схема элемента; *б* — изменение модуля упругости рабочей жидкости от давления.

сти, очевидно, будет равна $v - \frac{1}{2}\frac{\partial v}{\partial l}dl$. Уравнение движения элемента жидкости можно написать в таком виде:

$$M_{ж}\frac{\partial\left(v - \frac{1}{2}\frac{\partial v}{\partial l}\cdot dl\right)}{\partial t} + 32\frac{\mu\cdot dl}{d^2}\cdot fv = f\left[\left(p - \frac{\partial p}{\partial l}dl\right) - p\right]. \quad \text{(II.46)}$$

Выразим массу элемента $M_{ж}$ через $fdl\rho$. После подстановки этого выражения в уравнение (II.46) получим

$$fdl\rho\cdot\frac{\partial\left(v - \frac{1}{2}\frac{\partial v}{\partial l}\cdot dl\right)}{\partial t} + 32\frac{\mu\cdot dl}{d^2}\cdot fv =$$

$$= -f\left(\frac{\partial p}{\partial l}\cdot dl\right). \quad \text{(II.47)}$$

Сократим обе части уравнения II.47 на $f\cdot dl$. Кроме того, в выражении $32\frac{\mu\cdot dl}{d^2}vf$ величина скорости на основании уравнения Бернулли $p_1 - p_2 = \rho\frac{v^2}{2}$, рассматривая малые

отклонения скорости и давления, может быть заменена изменением давления $\Delta v = \Delta p \frac{1}{\rho \cdot v_0}$. После этого уравнение (II.47) может быть представлено в таком виде:

$$\rho \frac{\partial\left(v - \frac{1}{2}\frac{\partial v}{\partial l}dl\right)}{\partial t} + \frac{32\mu}{d^2\rho v_0}\Delta p = -\frac{\partial p}{\partial l}. \qquad (II.48)$$

Проведя операцию дифференцирования выражения, стоящего в скобках уравнения II.48, получим

$$\rho\left[\frac{\partial v}{\partial t} - \frac{1}{2}\frac{dv}{\partial l}\cdot\frac{\partial(dl)}{dt} - \frac{1}{2}\cdot\frac{\partial^2 v}{\partial l\cdot dt}\cdot dl\right] +$$

$$+ \frac{32\mu}{d^2\rho^2 v_0} = -\frac{\partial p}{\partial l}. \qquad (II.49)$$

Пренебрегая бесконечно малыми членами в левой части уравнения (II.49), будем иметь

$$\frac{\partial v}{\partial t} + 32\frac{\mu}{d^2\rho^2 v_0}\Delta p = -\frac{1}{\rho}\cdot\frac{\partial p}{\partial l}. \qquad (II.50)$$

Вследствие изменения давления во времени элемент жидкости испытывает сжатие, а соответствующий участок трубопровода подвергается растяжению. В результате появляется разность скоростей жидкости на торцовых поверхностях элемента. Обозначая через Δ_1 сжатие элемента жидкости вдоль оси трубопровода и принимая в первом приближении, что для жидкости справедлив закон Гука, получим

$$\Delta_1 = \frac{\partial l}{\varepsilon}\cdot\frac{\partial p}{\partial t}\cdot dt, \qquad (II.51)$$

где ε — модуль упругости.

Зависимость модуля упругости ε от давления жидкости, обычно применяемой в гидравлических системах (масло), приведена на фиг. II.23,*б*. Пренебрегая влиянием осевых напряжений, удлинение радиуса r_0 трубы в случае тонкостенных трубопроводов можно определить из выражения

$$\Delta r = \alpha\cdot\sigma\cdot r_0, \qquad (II.52)$$

где α — коэффициент удлинения, равный $\frac{1}{E}$, где E — модуль упругости;

r_0 — начальный радиус трубы;

σ — касательное напряжение в стенке трубы, равное $\frac{pr}{\delta}$, где δ — толщина стенки.

Заменяя в уравнении (II.52) α и σ их выражениями, приведенными выше, получим при изменении давления ∂p за время dt,

$$\partial r = \frac{r_0^2}{E \cdot \delta} \cdot \frac{\partial p}{\partial t} \cdot dt. \tag{II.53}$$

Соответственно приращение внутреннего объема V элемента трубопровода за счет увеличения r_0 на Δr будет

$$\partial v = \pi d \cdot \partial r \cdot dl. \tag{II.54}$$

Обозначая через Δ_2 составляющую осевой деформации элемента жидкости за счет увеличения объема элемента трубопровода, можем записать для изменения объема

$$\partial V = \pi r^2 \cdot \Delta_2. \tag{II.55}$$

Далее из выражений (II.54) и (II.55) найдем

$$\Delta_2 = \frac{d \cdot \partial r \cdot dl}{r^2}. \tag{II.56}$$

Подставляя значение ∂r из уравнения (II.59) в выражение для Δ_2, получим

$$\Delta_2 = \frac{\partial l}{E} \cdot \frac{d}{\delta} \cdot \frac{\partial p}{\partial t} \cdot dt. \tag{II.57}$$

Поскольку суммарное изменение длины элемента жидкости от ее сжатия и от удлинения соответствующего элемента трубопровода равно $\Delta_1 + \Delta_2$, будем иметь для определения разности скоростей на торцовых поверхностях ее элемента $(v - \frac{\partial v}{\partial l} \cdot dl) \times$ $\times\, dt - v \cdot dt = \Delta_1 + \Delta_2$ или после преобразования

$$-\frac{\partial v}{\partial l} \cdot dl \cdot dt = \Delta_1 + \Delta_2. \tag{II.58}$$

Подставляя в это уравнение выражения для Δ_1 из уравнения (II.51) и для Δ_2 из уравнения (II.57), найдем

$$-\frac{\partial v}{\partial l} \cdot dl \cdot dt = \frac{\partial l}{\varepsilon} \cdot \frac{\partial p}{\partial t} \cdot dt + \frac{\partial l}{E} \cdot \frac{d}{\delta} \cdot \frac{\partial p}{\partial t} \cdot dt,$$

откуда

$$\frac{\partial v}{\partial l} = -\left(\frac{1}{\varepsilon} + \frac{d}{E\delta}\right)\frac{\partial p}{\partial t}. \tag{II.59}$$

Обозначим

$$\rho\left(\frac{1}{\varepsilon} + \frac{d}{E \cdot \delta}\right) = \frac{1}{w_к^2}, \tag{II.60}$$

где $w_к$ — скорость звука в данной среде.

С учетом выражения (II.60) уравнение (II.59) примет вид

$$\frac{\partial v}{\partial l} = -\frac{l}{\rho w_к^2} \cdot \frac{\partial p}{\partial t}. \qquad (II.61)$$

Итак, с учетом сделанных выше допущений, дифференциальные уравнения движения жидкости при неравномерном потоке в трубопроводе имеют вид

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial v}{\partial t} + \frac{32\mu}{d^2\rho^2{}_0 v_0}\Delta p &= -\frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial l}; \\ \frac{\partial v}{\partial l} &= -\frac{1}{\rho w_k^2} \cdot \frac{\partial p}{\partial t}. \end{aligned}\right\} \qquad (II.62)$$

Исключая из этих уравнений частные производные $\frac{\partial v}{\partial l}$ и $\frac{\partial v}{\partial t}$, получим окончательно

$$\frac{1}{w_k^2} \cdot \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - \frac{\partial^2 p}{\partial l^2} - \frac{32\mu}{d^2\rho v_0} \cdot \frac{\partial p}{\partial l} = 0. \qquad (II.63)$$

Полученное дифференциальное уравнение (II.63) второго порядка в частных производных дает возможность определить изменение давления рабочей жидкости регулятора в любой точке его трубопровода в зависимости от времени и длины трубопровода. Для того чтобы найти передаточную функцию трубопровода, определим частный интеграл дифференциального уравнения (II.63), который удовлетворял бы граничным условиям — заданному стационарному возмущающему колебанию в любом месте рассматриваемого трубопровода. Для этого воспользуемся частным решением в виде экспоненциальной функции $p = pe^{-al+j(bl+ct)}$, в которой вещественная отрицательная часть соответствует затухающему движению, а мнимая — колебательному. Дифференцируя эту функцию соответственно по l и t и подставляя производные в исходное уравнение (II.63), получим

$$-\frac{c^2}{w_k^2} - (-a + jb)^2 - \frac{32\mu}{d^2\rho\, v_0}(-a + jb) = 0. \qquad (II.64)$$

Разбивая это комплексное уравнение на два уравнения, из которых одно будет соответствовать вещественной, а другое — мнимой части уравнения (II.64), определим входящие в них коэффициенты a и b:

$$a = \frac{16\mu}{d^2\rho_0 v_0}; \quad b = \sqrt{\frac{c^2}{w_k^2} - \frac{1}{4}\left(\frac{32\mu}{d^2\,\rho_0 v_0}\right)^2}. \qquad (II.65)$$

Для начального синусоидального возмущения вида $p_{l=0} = p_0 \sin \omega t$, приложенного в начале трубопровода в точке $l = 0$,

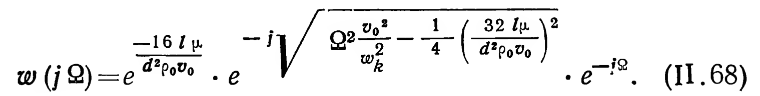
получим в любой точке трубопровода $l = l_i$ также синусоидальное колебание вида

$$p_{l=l_i} = p_0 \cdot e^{-al} \cdot \sin(\omega t - bl). \qquad (II.66)$$

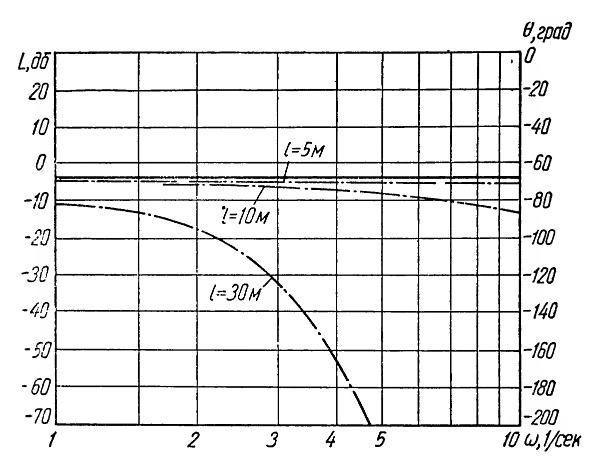
При этом коэффициенты a и b согласно уравнению (II.65) будут

$$a = \frac{16\,\mu}{d^2\rho_0 v_0}; \quad b = \sqrt{\frac{\omega^2}{w_k^2} - \frac{1}{4}\left(\frac{32\mu}{d^2\rho_0 v_0}\right)^2}; \qquad (II.67)$$

здесь ω — круговая частота колебаний давления в трубопроводе. Полученные зависимости позволяют при заданных размерах трубопроводов и физических константах рабочей жидкости определить как амплитуду, так и фазу колебаний давления в любой точке трубопровода. В соответствии с полученным выше уравнением (II.66) передаточная функция трубопровода регулятора будет иметь следующий вид:



$$w(j\Omega) = e^{\frac{-16\,l\,\mu}{d^2\rho_0 v_0}} \cdot e^{-j\sqrt{\Omega^2\frac{v_0^2}{w_k^2} - \frac{1}{4}\left(\frac{32\,l\mu}{d^2\rho_0 v_0}\right)^2}} \cdot e^{-j\Omega}. \qquad (II.68)$$



Фиг. II.24. Частотные характеристики гидравлического трубопровода:
l — длина трубопровода.

При расчете динамики гидравлических систем регулирования, в составе которых имеются длинные соединительные трубопроводы, неучет их влияния, как следует из вышеизложенного, может привести к неправильной оценке всей системы. Примерные логарифмические частотные характеристики для типовых раз-

меров трубопроводов, полученные согласно уравнению (II.68), приведены на фиг. II.24. При этом рабочая жидкость принималась свободной от содержания воздуха или каких-либо других газов. Присутствие газов в жидкости, на которой работает регулятор, может внести дополнительное запаздывание в систему. В связи с этим следует указать на необходимость проектирования питающих регулятор насосных установок не допускающих пенообразования в потоке рабочей жидкости. В системе трубопроводов необходимо предусматривать устройство для надежного удаления газов из жидкости при работе системы регулирования. Но даже и в этих условиях, как показывает эксперимент, дополнительное сжатие объема жидкости при рабочем давлении может достигать 3%.

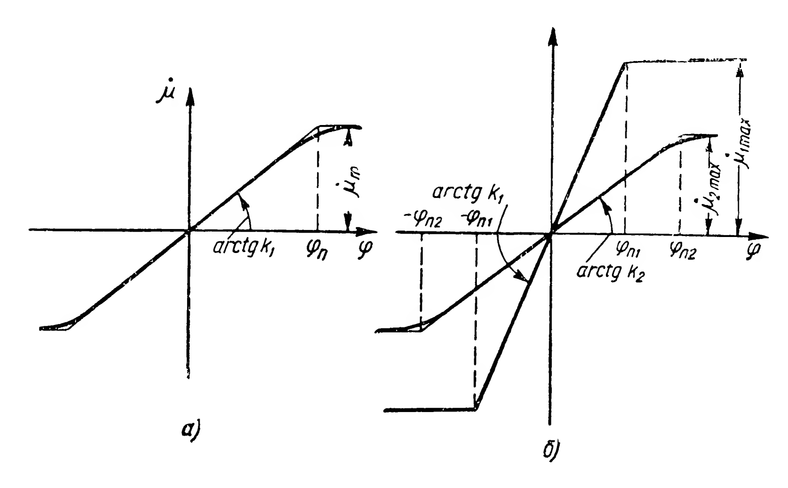
4. ВЛИЯНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ОТНОШЕНИЙ РЕДУКТОРОВ В НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

Все приведенные выше характеристики гидравлических струйных регуляторов относились к регуляторам, идеализированным в смысле отсутствия в них таких нелинейностей, как зона нечувствительности, гистерезис, трение или насыщение. В реальных регуляторах некоторые из указанных нелинейностей могут при определенной их величине оказывать такое влияние на процесс регулирования, которым пренебрегать уже нельзя. Кроме насыщения, неизбежного почти для любой реальной системы регулирования, такие нелинейности, как трение, гистерезис и люфт, помимо случаев, когда они оказывают положительное влияние на устойчивость системы, должны быть ограничены. В этом отношении у конструктора и изготовителя имеются определенные возможности. Нелинейности типа неоднозначности характеристик вообще не допустимы в регуляторах. Нелинейности характеристик гидравлических струйных регуляторов могут быть определены при экспериментальном снятии их статических характеристик. Основными нелинейностями этих регуляторов являются: зона нечувствительности, гистерезис и насыщение. В большинстве случаев величина зоны нечувствительности зависит от конструкции и выполнения измерительного устройства регулятора, а гистерезис — от качеств усилителя. Однако при условии, что зона нечувствительности и гистерезис не превышают каждая величины $\pm$ 0,5% от диапазона регулирования, можно считать, что единственной нелинейностью для интегрирующих типов этих регуляторов является насыщение (фиг. II.25,*а*). Этот вид нелинейности может быть объяснен тем, что линейное изменение скорости сервомотора сохраняется лишь на некотором начальном участке отклонения струйной трубки или золотника второго каскада усилителя. Поэтому приближенное статическое уравнение с учетом основной, в данном случае,

нелинейности (фиг. II.25,*а*) для интегрирующего регулятора будет иметь вид

$$\left.\begin{aligned}\dot{\mu} &= k_1\varphi \quad \text{при} \quad -\varphi_n \leqslant \varphi \leqslant +\varphi_n;\\ \dot{\mu} &= \dot{\mu}_m \operatorname{sgn}\varphi \quad \text{при} \quad +\varphi_n \leqslant \varphi \leqslant -\varphi_n.\end{aligned}\right\} \qquad (II.69)$$

Для пропорционально-интегрирующих регуляторов, характеристика которых аналогична приведенным на фиг. (II.25,*б*),



Фиг. II.25. Нелинейности характеристик гидравлических регуляторов: φ, μ — входная и выходная величины; k_1 и k_2 — коэффициенты усиления.

статическое уравнение имеет вид

$$\left.\begin{aligned}\dot{\mu} &= k_1\varphi \quad \text{при} \quad -\varphi_{n_1} \leqslant \varphi \leqslant \varphi_{n_1};\\ \dot{\mu} &= \dot{\mu}_{1\max} \operatorname{sgn}\varphi \quad \text{при} \quad \varphi_{n_1} \leqslant \varphi \leqslant -\varphi_{n_1};\\ \dot{\mu} &= k_2\varphi \quad \text{при} \quad -\varphi_{n_2} \leqslant \varphi \leqslant \varphi_{n_2};\\ \dot{\mu} &= \dot{\mu}_{2\max} \operatorname{sgn}\varphi \quad \text{при} \quad \varphi_{n_2} \leqslant \varphi \leqslant -\varphi_{n_2}.\end{aligned}\right\} \qquad (II.70)$$

Гидравлические струйные регуляторы с гистерезисом и насыщением, свойственным усилителю и сервомотору, без учета зоны нечувствительности, которую можно сделать достаточно малой, имеют статические характеристики, вид которых показан на фиг. II.26. При этом уравнение регулятора в статике будет:

а) для пропорционального регулятора (фиг. II.26,*а*):

$$
\left.\begin{array}{l}
\text{если } \dot{\varphi} > 0 \\
\mu = k(\varphi - \Delta) \text{ при } -\varphi_{n_1} \leqslant \varphi \leqslant \varphi_{n_2}; \\
\mu = \mu_m \text{ при } \geqslant \varphi_{n_2} \\
\mu = -\mu_m \text{ при } \varphi \leqslant -\varphi_{n_1}, \\
\text{если } \dot{\varphi} < 0 \\
\mu = k(\varphi + \Delta) \text{ при } -\varphi_{n_2} \leqslant \varphi \leqslant \varphi_{n_1}; \\
\mu = \mu_m \text{ при } \varphi \geqslant \varphi_{n_1} \\
\mu = -\mu_m \text{ при } \varphi \leqslant -\varphi_{n_2}
\end{array}\right\} \quad (II.71)
$$

Фиг. II.26. Нелинейные характеристики гидравлических регуляторов с гистерезисом и насыщением в усилителе и сервомоторе: φ и μ — входная и выходная величины.

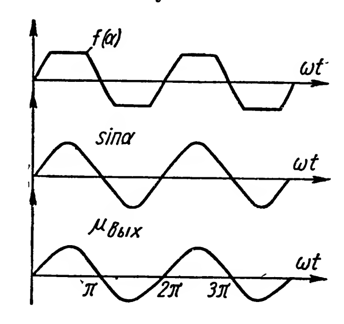
б) для интегрирующего и интегро-дифференцирующего регулятора (фиг. II.26,*б*):

если $\dot{\varphi} > 0$

$$
\left.\begin{array}{l}
\dot{\mu} = k(\varphi - \Delta) \text{ при } -\varphi_{n_1} \leqslant \varphi \leqslant \varphi_{n_2}; \\
\dot{\mu} = \dot{\mu}_m \text{ при } \varphi \geqslant \varphi_{n_2}; \\
\dot{\mu} = -\dot{\mu}_m \text{ при } \varphi \leqslant \varphi_{n_1}, \\
\text{если } \dot{\varphi} < 0 \\
\dot{\mu} = k(\varphi + \Delta) \text{ при } -\varphi_{n_2} \leqslant \varphi \leqslant \varphi_{n_1}; \\
\dot{\mu} = \dot{\mu}_m \text{ при } \varphi \geqslant \varphi_{n_1}; \\
\dot{\mu} = -\dot{\mu}_m \text{ при } \varphi \leqslant \varphi_{n_2}.
\end{array}\right\} \quad (II.72)
$$

Частотные характеристики струйных регуляторов с учетом нелинейностей. Струйные гидравлические регуляторы обычно применяются с инерционными объектами регулирования, обладающими свойствами фильтров высоких частот. Поэтому для определения их частотных характеристик при работе в нелинейном режиме приближенно можно рассматривать на входе в регулятор колебания только основной частоты, опустив все высшие гармоники. Таким образом, для инженерных расчетов в данном случае наиболее удобным является метод эквивалентный гармонической линеаризации. На основании этого метода амплитуда основного колебания по Фурье будет

$$\mu_{вых} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \cdot \sin\alpha \cdot d\alpha. \quad (II.73)$$



Фиг. II.27. Пример замены нелинейного колебания для реального гидравлического регулятора синусоидной первой гармоники:

$f(\alpha)$ — нелинейное колебание, $\sin\alpha$ — синусоида первой гармоники; $\mu_{вых}$ — выходное расчетное значение координаты регулятора

На фиг. II.27 показана близкая к реальной нелинейная кривая колебаний на выходе регулятора с ограниченно-линейной статической характеристикой в функции фазового угла α. Эта кривая отличается по форме от синусоиды. Величина интеграла полуволны дает значение площади под ней, равное $\pi \cdot \mu_{вых}$, поэтому деля значение интеграла на π, получим среднее значение амплитуды выходного колебания для нелинейного регулятора.

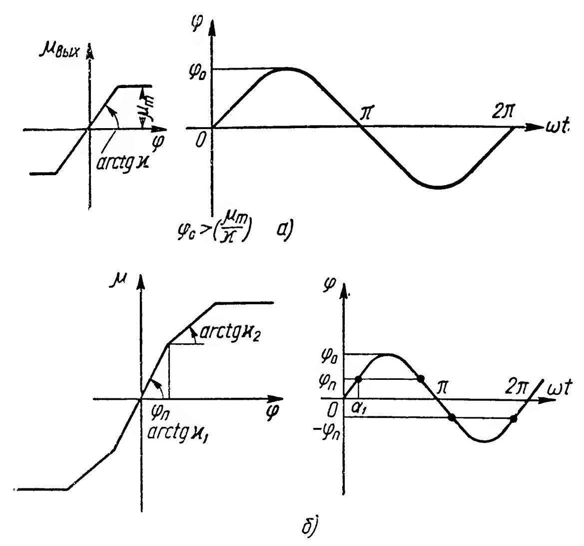
С учетом сделанных допущений для регуляторов с ограниченно-линейной статической характеристикой выражение для амплитуды колебаний $\left(\text{при } \varphi_0 > \frac{\mu_m}{\varkappa}\right)$ будет [4]:

$$\mu_{вых} = \frac{2\varkappa}{\pi} \left(\arcsin \frac{\mu_m}{\varphi_0 \varkappa} + \frac{\mu_m}{\varphi_0 \varkappa} \sqrt{1 - \left(\frac{\mu_m}{\varphi_0 \varkappa}\right)^2}\right). \quad (II.74)$$

При $\varphi_0 < \frac{\mu_m}{\varkappa}$ имеет место соотношение $\mu_m = \varkappa\varphi$, определяемое линейной частью характеристики. Используя этот метод, можно также найти амплитуду колебаний скорости выходной координаты сервомотора для интегрирующего регулятора. Для пропорционально-интегрирующих регуляторов амплитуда выходных колебаний при $\varphi_0 > \varphi_n$ имеет выражение [4]

$$\mu_{вых} = \varkappa_2 - \frac{2}{\pi} (\varkappa_2 - \varkappa_1) \left(\arcsin \frac{\varphi_n}{\varphi_0} + \frac{\varphi_n}{\varphi_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\varphi_n}{\varphi_0}\right)^2}\right). \quad (II.75)$$

Статическая характеристика этого класса регуляторов приведена на фиг. II.28,*б*. Для регуляторов со сложной нелинейной характеристикой, состоящей из нескольких нелинейностей с гистерезисом, а иногда и с запаздыванием, нелинейные колебания будут определяться не только изменением амплитуды, но и



Фиг. II.28. Характеристики для приближенного расчета амплитуды колебаний пропорционального регулятора:
а — статическая характеристика и синусоида входной величины, *б* — статическая характеристика и синусоида входной величины для пропорционально-интегрирующего регулятора; φ — входная величина регулятора; ω — частота.

фазовым сдвигом. Представим амплитудно-фазовую характеристику таких регуляторов в виде

$$W_н(a) = A_н(a)\, e^{-i\psi_н(a)}, \qquad \text{(II.76)}$$

где a — амплитуда входной синусоиды.

Тогда выражения для изменения амплитуды и фазы на выходе можно записать так:

$$\left.\begin{aligned} A_н(a) &= \sqrt{[q(a)]^2 + [q_1(a)]^2}; \\ \psi_н(a) &= \operatorname{arctg}\frac{q_1(a)}{q(a)}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(II.77)}$$

где $q(a)$ и $q_1(a)$ — вещественные функции a.

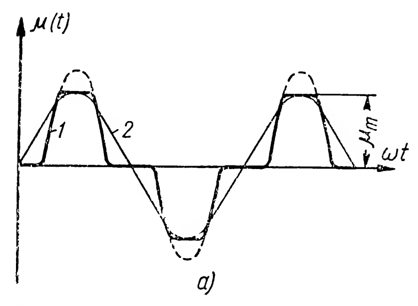
В результате для первой гармоники на выходе нелинейного регулятора данного типа получим

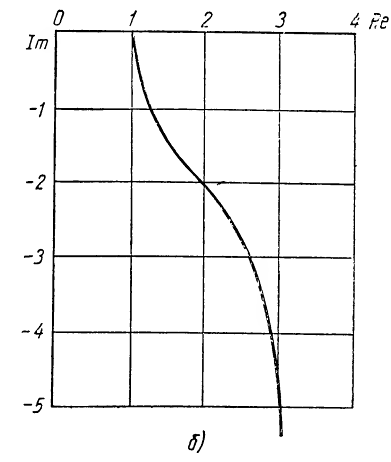
$$\mu_{вых} \cong A_н(a)\sin[\omega t + \psi_н(a)]. \qquad \text{(II.78)}$$

Для нелинейных регуляторов с двухкаскадным усилителем, характеристика которых содержит гистерезис и ограничение, форма колебаний на выходе имеет вид, изображенный на фиг. II.29,*а*. Выражение для амплитуды первой гармоники при $a<\varphi_{n_2}$ будет [4]

$$\mu_{вых} \approx \frac{\varkappa}{\pi} \sqrt{\left[1+\frac{\pi}{2}-2\frac{\Delta}{\varphi_{n_2}}+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{\varphi_{n}^{2}}\right)\right]^2 + 16\frac{\Delta^2}{\varphi_{n_2}^2}\left(1-\frac{\Delta}{\varphi_{n_2}}\right)^2}. \qquad (II.79)$$

Соответственно для фазового сдвига при тех же условиях получим





Фиг. II.29. Характеристики безынерционного регулятора при наличии гистерезиса и ограничения в усилителе и сервомоторе:

а — форма колебания выходной координаты: $\mu(t)$ — выходная координата сервомотора; ω — частота; *1* — действительное изменение амплитуды колебаний; *2* — синусоидальное приближение; *б* — амплитудно-фазовая характеристика.

$$\psi_н(a) = -\operatorname{arctg} \frac{\pi\left[1+\frac{\pi}{2}-\frac{2\Delta}{\varphi_{n_2}}+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{\varphi_{n_1}}\right)\right]\varphi_{n_2}}{4\Delta\left(1-\frac{\Delta}{\varphi_{n_2}}\right)}. \qquad (II.80)$$

Определяемая выражениями (II.80) и (II.81) комплексная амплитудно-фазовая характеристика $W_н(a)$ для рассматриваемых регуляторов в общем виде показана на фиг. II.29,*б*.

Наличие трения в каком-либо из элементов струйного гидравлического регулятора приводит к нелинейной характеристике регулятора. Дифференциальное уравнение движения для такого элемента будет

$$M\frac{d^2x}{dt^2}+k_D^{тр}\frac{dx}{dt} \pm R + cx = y(t), \qquad (II.81)$$

где M — масса движущихся частей;

k_D — коэффициент демпфирования;

R — сила трения;

c — коэффициент жесткости пружины;

$y(t)$ — внешнее воздействие.

В безразмерных величинах уравнение (II.81) будет иметь вид

$$T_0^2\ddot{\mu} + T_1\dot{\mu} + \varkappa\,(\mathrm{sgn}\,\dot{\mu}) + \mu = \eta, \qquad \text{(II.82)}$$

где

$$T_0 = \sqrt{M/c};\quad T_1 = \frac{k_D}{c} = 2\zeta T_0;\quad \varkappa = R/c;\quad \eta = \frac{y(t)}{c};$$

$$T_0 = \frac{1}{\omega_0}.$$

Здесь ω_0 — собственная частота колебаний при отсутствии демпфирования и трения ($T_1 = \varkappa = 0$).

С достаточной для практики точностью реальный процесс (фиг. II.30,*а*) при значении амплитуды вектора силы трения $4\varkappa\pi$ может быть заменен в рассмотрении псевдосинусоидой

$$\sin\psi = \frac{T_1\omega_0 + 4/\pi\varkappa}{\eta}. \qquad \text{(II.83)}$$

На основании уравнения (II.82) получим [9]

$$\mu_{вых}^2(1 - T_2^2\omega^2) + \left(T_1\omega\mu_{вых} + \frac{4}{\pi}\varkappa\right)^2 \approx \eta_{вх}^2. \qquad \text{(II.84)}$$

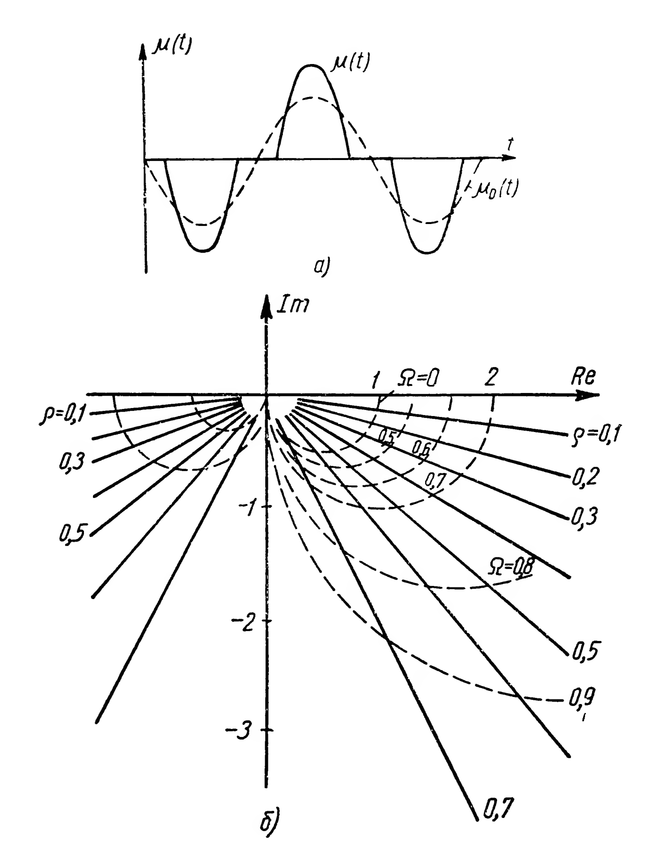
Введя обозначения $A = \mu_{вых}/\eta_{вх}$; $\Omega = \omega/\omega_0$ и $\rho \approx \varkappa/\eta$, для первой гармоники получим

$$\left.\begin{aligned} A = &-\frac{8/\pi d\Omega\rho}{(1-\Omega^2)^2 + 4d^2\Omega^2} \pm \\ &\pm\sqrt{\left[\frac{8/\pi d\Omega\rho}{(1-\Omega^2)^2 + 4d^2\Omega^2}\right]^2 - \frac{(4/\pi\rho)^2 - 1}{(1-\Omega^2)^2 + 4d^2\Omega^2}} \\ \psi = &\arcsin(4/\pi\rho + 2d\Omega A). \end{aligned}\right\}; \qquad \text{(II.85)}$$

Для граничного случая колебательного движения рассматриваемого регулятора с учетом трения при коэффициенте демпфирования $\zeta = 0$ получим следующие выражения для амплитуды и фазы колебаний:

$$\left.\begin{aligned} A &= \frac{\sqrt{1 - (4/\pi\cdot\rho)^2}}{1 - \Omega^2}; \\ \psi &= \arcsin 4/\pi\cdot\rho. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(II.86)}$$

Следовательно, амплитудные характеристики для данного случая имеют вид прямых. Фазовые характеристики, как видно из фиг. II.30,*б*, не зависят от частоты.



Фиг. II.30. Характеристики безынерционного регулятора при наличии трения:

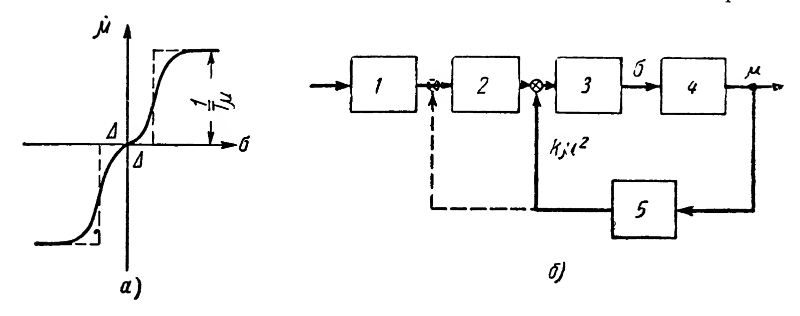
а — форма колебаний выходной координаты: $\mu(t)$ — действительное изменение амплитуды колебаний; $\mu_0(t)$ — синусоидальное приближение; *б* — амплитудно-фазовые характеристики.

Оптимальная структура гидравлических струйных регуляторов при работе в режиме постоянной скорости сервомотора. Струйные регуляторы с двухкаскадным усилителем при отклонениях отслеживающего золотника, превышающих некоторую величину, пропорциональную лишь небольшой доли диапазона регулирования, обусловливают режим работы сервомотора с постоянной скоростью перемещения. Очевидно уравнения дви-

жения сервомотора в зависимости от участка характеристики (фиг. II.31,*а*), на котором работает регулятор, будут

$$\left.\begin{aligned} \frac{d\mu}{dt} &= +\frac{1}{T_\mu} \text{ при } \sigma > 0; \\ \frac{d\mu}{dt} &= 0 \text{ при } -\Delta \leqslant \sigma \leqslant \Delta; \\ \frac{d\mu}{dt} &= -\frac{1}{T_\mu} \text{ при } -\Delta > \sigma. \end{aligned}\right\} \quad \text{(II.87)}$$

Такой регулятор, исходя из требования оптимального регулирования инерционного объекта, не имеющего самовыравнива-



Фиг. II.31. Характеристика и схема интегрирующего регулятора:

а — статическая характеристика: σ — координата золотника; $\dot{\mu}$ — производная координаты сервомотора; *б* — структурная схема гидравлического регулятора с двухкаскадным усилителем и квадратичной обратной связью: *1* — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — золотник; *4* — сервомотор; *5* — обратная связь.

ния, должен обеспечить следующий закон управления сервомотором [1]:

$$\sigma_{(t)} = -\varphi_{(t)} \mp \frac{T_\mu}{2T_a}\mu^2_{(t)}, \quad \text{(II.88)}$$

где T_μ — постоянная времени сервомотора;

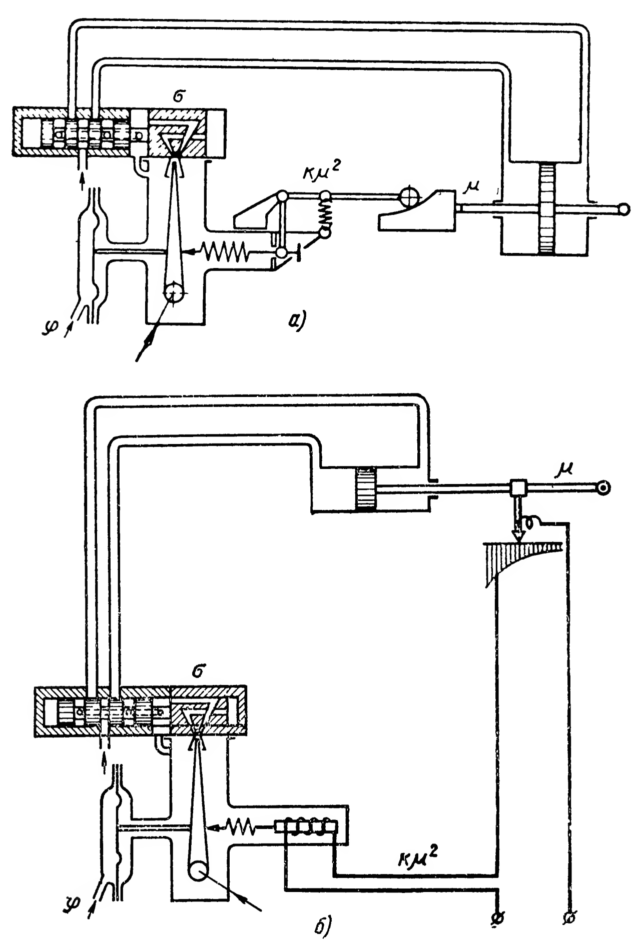
T_a — постоянная времени объекта.

Структурная схема регулятора для процесса регулирования с наименьшим отклонением регулируемого параметра и с наименьшим временем регулирования должна содержать жесткую квадратичную обратную связь по отклонению сервомотора (фиг. II.31,*б*). Пунктирной линией показан возможный вариант обратной связи. Варианты схем гидравлического струйного регулятора с квадратичной обратной связью показаны на фиг. II.32,*а*. Уравнение закона управления регулятора можно представить для рассматриваемого регулятора иначе, если вместо координаты сервомотора в уравнение (II.88) подставить (на основании уравнения объекта) регулируемую величину, отклонение которой измеряется регулятором. В этом случае в закон

управления войдет производная отклонения регулируемой величины, т. е.

$$\sigma_{(t)} = -\varphi_{(t)} \mp \frac{T_{\mu}T_{a}}{2} \cdot (\dot{\varphi}_{(t)})^2. \qquad (II.89)$$

Следует заметить, что осуществление равноценного по за-



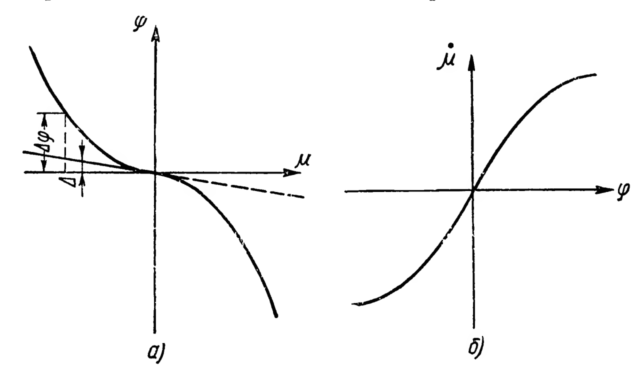
Фиг. II.32. Гидравлические струйные регуляторы с двухкаскадным усилителем:

а — с жесткой квадратичной обратной связью; *б* — с электрической квадратичной обратной связью; φ — отклонение регулируемой величины; μ — координата сервомотора; σ — координата золотника.

кону управления гидравлического струйного регулятора с производной (см., например, фиг. II.14) обычно достигается ценой дополнительного усложнения конструкции. При осуществлении в регуляторе жесткой квадратичной обратной связи статическая

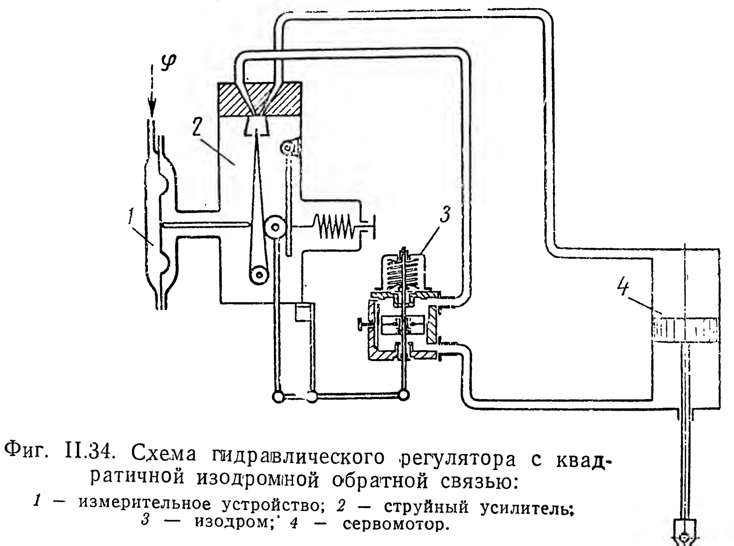
ошибка может оказаться недопустимо большой ($\Delta\varphi_1 > \Delta$) (фиг. II.33,*a*). Для уменьшения статической ошибки в таких случаях можно применить нелинейные изодромные обратные связи. В качестве примера на фиг. II.34 приведена схема струйного регулятора с нелинейным изодромом, обеспечившего оптимальное регулирование сложного объекта.

Статическая характеристика регулятора с нелинейной изодромной обратной связью показана на фиг. II.33,*б*.



Фиг. II.33. Характеристики регуляторов с нелинейными обратными связями:

а — квадратичная статическая характеристика регулятора с жесткой обратной связью: Δ — ошибка; *б* — статическая характеристика регулятора с изодромной нелинейной обратной связью.



Фиг. II.34. Схема гидравлического регулятора с квадратичной изодромной обратной связью:

1 — измерительное устройство; *2* — струйный усилитель; *3* — изодром; *4* — сервомотор.

Для обеспечения равновесия регулятора с момента времени остановки сервомотора и при наличии еще отклонения регулируемого параметра необходимо, чтобы выбранная изодромная об-

ратная связь обеспечивала выполнение уравнения статики регулятора $\sigma = 0$. Очевидно, что для этого обратная связь регулятора должна описываться уравнением

$$\eta_{oc\,(t)} = k\varphi_{(t)} + f(t), \tag{II.90}$$

поскольку возмущающая функция $f(t)$ приложена к объекту согласно уравнению

$$T_a s\varphi = \mu - f(t). \tag{II.91}$$

Проинтегрировав уравнение (II.91) и учитывая, что $s\mu = 0$, найдем

$$\eta_{oc\,(t)} = \frac{k}{T_a}[c - f(t)]\,t. \tag{II.92}$$

Таким образом, координата устройства обратной связи при оптимальном процессе регулирования должна изменяться в течение первого, после отклонения регулируемого параметра, периода работы регулятора (до прекращения перемещения сервомотора) согласно выражению (II.88):

$$\pm\frac{T_\mu}{2T_a}\cdot\mu^2_{(t)}. \tag{II.93}$$

После прекращения движения сервомотора скорость координаты устройства обратной связи должна во времени изменяться по закону, определяемому из уравнения (II.92):

$$s\eta_{oc} = \mp\frac{k}{T_a}[c - f(t)]. \tag{II.94}$$

При эквивалентной, с точки зрения динамики процесса, замене в данном регуляторе устройства обратной связи дифференцирующим устройством на основании уравнения (II.89) для координаты дифференциатора будем иметь

$$\eta_{\partial\,(t)} = \varphi_{(t)} + \frac{T_\mu T_a}{2}(\dot{\varphi}_{(t)})^2. \tag{II.95}$$

Дифференцируя уравнение (II.95) по времени, можно получить для данного случая закон компенсации разбаланса регулятора дифференцирующим устройством в виде

$$\dot{\eta}_\partial = \dot{\varphi} + T_\mu T_a\ddot{\varphi}. \tag{II.96}$$

Закон образования сигнала обратной связи согласно уравнениям (II.93) и (II.95) требует введения в схему обратной связи регулятора квадратора по выходной координате сервомотора или квадратора по первой производной регулируемой величины. В некоторых случаях, как показано уравнением (II.96), при

замене обратной связи дифференциатором в цепь регулятора необходимо вводить сигнал по второй производной регулируемого параметра.

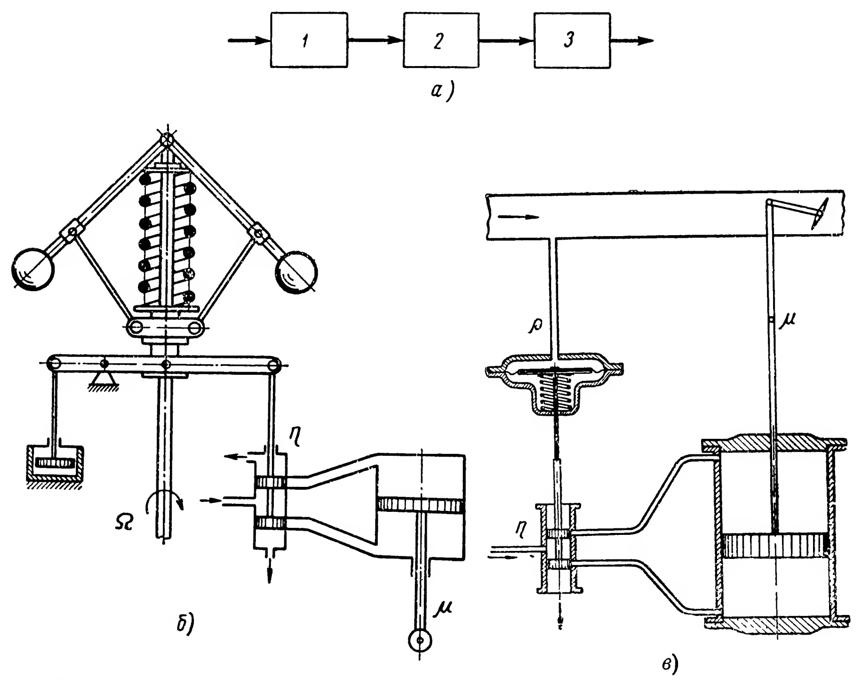
5. ЗОЛОТНИКОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Большое число конструкций дроссельных гидравлических регуляторов основано на использовании в них золотниковых усилителей. Эти регуляторы обладают на выходе большой мощностью и значительным быстродействием. Золотниковые гидравлические регуляторы применяются в следующих основных модификациях: интегрирующие, пропорциональные, пропорционально-дифференцирующие, интегро-дифференцирующие и интегро-пропорционально-дифференцирующие. В зависимости от требуемой на выходе мощности эти регуляторы снабжаются однокаскадным, двухкаскадным или многокаскадным усилителем. Несмотря на огромное число самых разнообразных конструкций золотниковых усилителей, применяемых в этих регуляторах, все они могут быть сведены к нескольким основным типам, которые рассматриваются ниже при описании соответствующих классов регуляторов.

Интегрирующий регулятор, структурная схема которого изображена на фиг. II.35, является наиболее простым по конструкции, он не содержит обратных связей. Этот тип золотникового регулятора наиболее распространен. Однако он не может быть рекомендован для объектов, требующих высокого качества регулирования. Основная область его применения — инерционные объекты и разомкнутые контуры регулирования. Принципиальные схемы простейших регуляторов скорости и давления интегрирующего типа показаны на фиг. II.35,*б* и *в*.

В тех случаях, когда от регулятора необходимо получить большую мощность при достаточной чувствительности, применяют усилитель двухкаскадного типа. Схема одного из вариантов такого регулятора приведена на фиг. II.36,*а*, а его статическая характеристика — на фиг. II.36,*б*. Вид статической характеристики в основном определяется нелинейностью первого каскада усиления. Частотные характеристики регулятора рассмотрены ниже. При конструировании золотниковых регуляторов особое внимание должно быть обращено на правильный выбор размеров и конструкцию его усилителя-золотника [3] и выбор параметров рабочей жидкости, поскольку они в очень сильной степени влияют на характеристику регулятора, которая в выполненном регуляторе почти не поддается регулировке. Золотниковым регуляторам в большей степени, чем гидравлическим регуляторам других типов, присущи нелинейности. Поэтому при их расчете необходимо обращать большое внимание на влияние этих нелинейностей на динамические характеристики регулятора.

В качестве примера интегрирующего регулятора рассмотрим показанный на фиг. II.35,*б* регулятор с центробежным маятником в качестве измерительного устройства. По существу основные уравнения этого типичного регулятора могут быть использованы и для других регуляторов этого типа (давления, расхода и т. п.). Уравнение движения измерительного устройства



Фиг. II.35. Интегрирующий гидравлический регулятор с золотниковым усилителем:

а — структурная схема. *1* — измерительное устройство, *2* — усилитель; *3* — сервомотор; *б* — принципиальная схема интегрирующего гидравлического регулятора угловой скорости с золотниковым усилителем; *в* — принципиальная схема регулятора давления, μ, η, ρ, Ω — координаты элементов регуляторов.

этого регулятора можно считать типовым для большинства измерительных устройств. Не учитывая трения, уравнение движения измерительного устройства [3] можно записать так:

$$(T_r^2 s^2 + 2\varsigma T_r s + 1)\,\eta = \varkappa\varphi, \qquad \text{(II.97)}$$

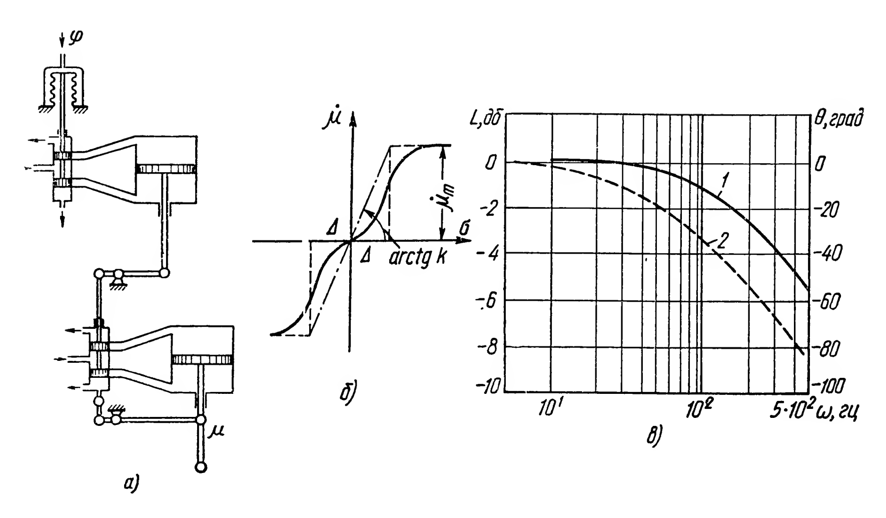
где

$$T_r = \sqrt{\frac{\overline{M}}{2\delta E}}; \quad \zeta = \frac{k_\partial}{2\sqrt{2\overline{M}\delta E}}; \quad \varkappa = \frac{1}{\delta}.$$

При наличии трения наиболее реальной нелинейности, встречающейся в механическом измерительном устройстве, его урав-

нение в отличие от уравнения (II.97) будет иметь вид (без демпфера)

$$\overline{M}\ddot{\eta} + a\eta \left| \begin{matrix} +R \text{ при } \dot{\eta} < 0; \\ -R \text{ при } \dot{\eta} > 0. \end{matrix} \right\} \quad \text{(II.98)}$$



Фиг. II.36. Гидравлический интегрирующий регулятор с двухкаскадным усилителем:

а — схема регулятора: φ и μ — входная и выходная величины регулятора; *б* — статическая характеристика, *в* — частотные характеристики сервомеханизма второго каскада *1* — амплитудная, *2* — фазовая

Следовательно, движение, совершаемое в данном случае измерительным устройством, описывается уравнением гармонических колебаний. Введя новую переменную $\eta_1 = \eta - \frac{R}{a}$ для первого уравнения и $\eta_2 = \eta + \frac{R}{a}$ для второго и полагая $\dot{\eta} = z$, найдем

$$\frac{dz}{d\eta} = \frac{-\frac{1}{\overline{M}}\left(\eta - \frac{R}{a}\right)}{z} \text{ при } z < 0$$

и

$$\frac{dz}{d\eta} = \frac{-\frac{1}{\overline{M}}\left(\eta + \frac{R}{a}\right)}{z} \text{ при } z > 0.$$

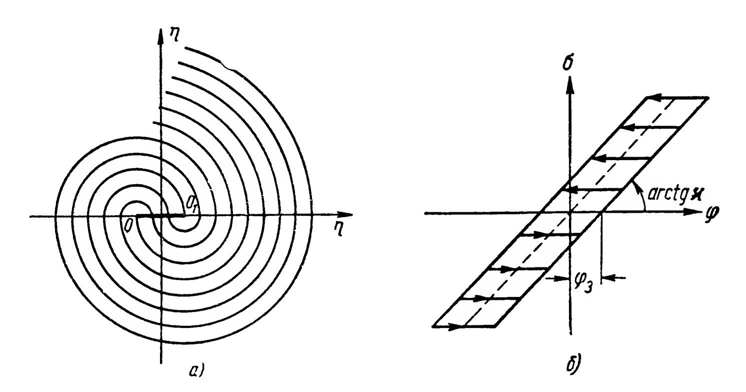
Интегрируя эти уравнения, получим

$$\left.\begin{aligned}\frac{\left(\eta-\frac{R}{a}\right)^2}{C_1^2}+\frac{z^2}{C_1^2\frac{a}{\overline{M}}}&=1 \text{ при } z>0\\ \text{и}\qquad\qquad & \\ \frac{\left(\eta+\frac{R}{a}\right)^2}{C_2^2}+\frac{z^2}{C_2^2\frac{a}{\overline{M}}}&=1 \text{ при } z<0;\end{aligned}\right\}\qquad (II.99)$$

здесь C_1 и C_2 — постоянные интегрирования.

Уравнения (II.99) определяют на плоскости $\eta - \dot{\eta}$ фазовые траектории рассматриваемого элемента. Согласно фиг. II.37,*а*, на которой изображена фазовая плоскость и описываемые траектории, отрезок OO_1 соответствует состоянию равновесия элемента — его застою.

В регуляторах с измерительными устройствами, обладающими сравнительно небольшой массой подвижных частей, более значительное влияние на характеристику регулятора оказывает



Фиг. II.37. Характеристики регуляторов с нелинейностями:
а — фазовые траектории измерительного устройства регулятора с трением; *б* — нелинейная характеристика измерительного устройства регулятора с зазором.

такая нелинейность, как зона нечувствительности, появляющаяся вследствие зазоров между сопряженными деталями (фиг. II.37,*б*).

К таким измерительным устройствам относятся все применяющиеся для измерения отклонений давления, перепадов давления, расходов, положения уровня (при гидростатическом способе измерения), температуры и многих других параметров.

Уравнение типового измерительного устройства регулятора при наличии в последнем зоны нечувствительности может быть записано в следующем виде:

$$\varphi_з \operatorname{sgn} \dot{\sigma} + \sigma = \varkappa\varphi \text{ при } \dot{\sigma} \neq 0;$$

$$\sigma = \text{const при } \dot{\sigma} = 0 \text{ и } \varphi < \varphi_з; \qquad (II.100)$$

здесь коэффициент усиления $\varkappa = \frac{p_0 F_э}{x_m \cdot i \cdot c}$ где p_0 — расчетное значение регулируемого параметра; $F_э$ — эффективная площадь чувствительного элемента; c — жесткость чувствительного элемента с учетом пружин; x_m — максимальное перемещение золотника, с которым соединен выходной элемент измерительного устройства; i — передаточное число. Рассмотренные выше типовые нелинейности, которые реально могут иметь место в измерительных устройствах данных регуляторов, являются характерными для большей части золотниковых регуляторов. Это обстоятельство является следствием большой нагрузки, которую испытывает измерительное устройство со стороны соединенного с ним непосредственно золотника.

Таким образом трение или зона нечувствительности измерительного устройства вносит в структурную схему регулятора определенную нелинейность.

Кроме этой нелинейности, в регуляторе с золотниковым усилителем могут иметь место нелинейности в самом усилителе-золотнике и сервомоторе. Такая конструктивная особенность многих золотников как перекрыши приводит к появлению некоторой зоны нечувствительности. Характеристика сервомотора при большой крутизне (большой коэффициент усиления) характеристики золотника будет иметь вид, приближающийся к релейной характеристике с насыщением (фиг. II.36,*б*) (если регулятор не имеет обратной связи, охватывающей золотник).

Для целей расчета сложную нелинейную характеристику (фиг. II.36,*б*) можно аппроксимировать кусочно-ломаной кривой с основными нелинейностями: зоной нечувствительности ($\pm \Delta$) и насыщением ($\pm \dot{\mu}_m$).

Уравнение сервомотора согласно фиг. II.36,*а* для рассматриваемого регулятора можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} \dot{\mu} &= 0 \text{ при } |\eta| < \Delta; \\ \dot{\mu} &= \dot{\mu}_m \operatorname{sgn} \eta \text{ при } |\eta| > |\Delta|. \end{aligned}\right\} \qquad (II.101)$$

Кроме указанных нелинейностей, в регуляторах с длинными соединительными трубопроводами между двумя нелинейными элементами может иметь место сложная нелинейность с запаздыванием. Гистерезис (петлевая характеристика) при надлежащем выборе параметров остальных элементов регулятора и

тщательном их изготовлении может быть сведен к весьма малой величине и поэтому в рассматриваемых регуляторах он не играет столь существенной роли.

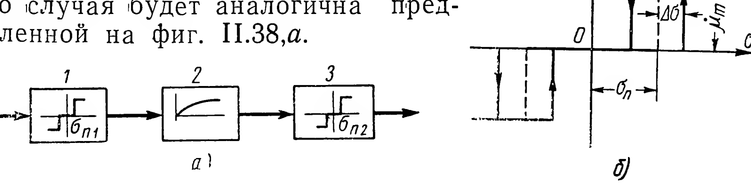
Емкостное запаздывание, вносимое трубопроводом, вызывает появление петли гистерезиса, дополнительно искажающее нелинейную характеристику регулятора. Это запаздывание может быть в простейшем случае учтено с помощью уравнения

$$(Ts+1)\,\sigma_1 = k\sigma. \qquad \text{(II.102)}$$

Время запаздывания $\tau_з$ можно определить, если проинтегрировать уравнение (II.102)

$$\tau_з = T\cdot\ln\frac{k}{k-\sigma_{10}} \qquad \text{(II.103)}$$

Структурная схема регулятора для этого случая будет аналогична представленной на фиг. II.38,*а*.



Фиг II.38. Гидравлический регулятор с нелинейностью в усилителе, инерционным запаздыванием в соединительном трубопроводе и нелинейностью в сервомоторе:

а — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство с усилителем; *2* — соединительный трубопровод; *3* — сервомотор; *б* — статическая характеристика регулятора.

Учитывая приведенные выше характеристики отдельных звеньев, а также принимая всю схему за одно звено, можно для нее записать приближенное уравнение в виде

$$\left.\begin{array}{ll}
\dot\mu = +\dot\mu_m & \left|\begin{array}{l}\text{при } \sigma > (\sigma_п + |\Delta\sigma|), \text{ если } \dot\sigma > 0;\\ \text{при } \sigma > (\sigma_п - |\Delta\sigma|), \text{ если } \dot\sigma < 0;\end{array}\right.\\
\dot\mu = 0 & \left|\begin{array}{l}\text{при } -(\sigma_п - |\Delta\sigma|) < \sigma < (\sigma_п + |\Delta\sigma|), \text{ если } \dot\sigma > 0;\\ \text{при } (\sigma_п - |\Delta\sigma|) > \sigma > -(\sigma_п + |\Delta\sigma|), \text{ если } \dot\sigma < 0;\end{array}\right.\\
\dot\mu = -\dot\mu_m & \left|\begin{array}{l}\text{при } \sigma < -(\sigma_п - |\Delta\sigma|), \text{ если } \dot\sigma > 0;\\ \text{при } \sigma < -(\sigma_п + |\Delta\sigma|), \text{ если } \dot\sigma < 0.\end{array}\right.
\end{array}\right\} \qquad \text{(II.104)}$$

При этом

$$\Delta\sigma = \dot\sigma\,(t_0 + \tau_з - \sigma_п). \qquad \text{(II.105)}$$

Кроме того, необходимо учитывать, что в уравнениях (II.104) и (II.105) на основании фиг. II.38,*а* принято:

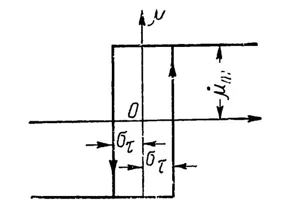
$$\sigma_п = \sigma_{п_1} + \sigma_{п_2}. \qquad \text{(II.106)}$$

Характеристика регулятора представлена на фиг. II.38,*б*. В более простом случае, когда зоны нечувствительности золотника и сервомотора пренебрежимо малы, уравнения (II.104) могут быть записаны согласно упрощенной теперь характеристике регулятора, изображенной на фиг. II.39, в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\mu} &= \dot{\mu}_m \operatorname{sgn}(\sigma - |\sigma_\tau|) \quad \text{при} \quad \dot{\sigma} > 0; \\ \dot{\mu} &= \dot{\mu}_m \operatorname{sgn}(\sigma + |\sigma_\tau|) \quad \text{при} \quad \dot{\sigma} < 0, \end{aligned}\right\} \tag{II.107}$$

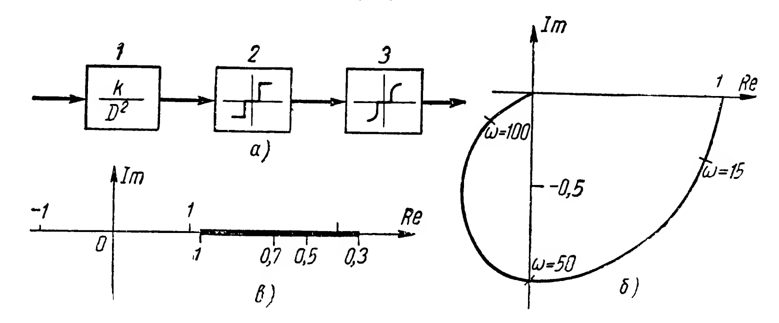
где

$$\sigma_\tau = \sigma(t_0 + \tau_з). \tag{II.108}$$



Фиг. II.39. Статическая характеристика регулятора при постоянной скорости сервомотора и запаздывании.

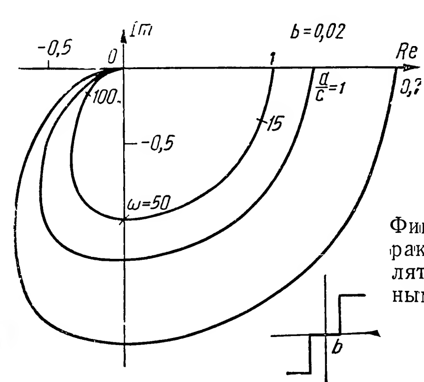
Частотные характеристики регулятора с учетом нелинейностей определяются видом частотных характеристик отдельных элементов регулятора и их взаимным расположением в структурной схеме регулятора. В соответствии с приведенными выше уравнениями отдельных звеньев регулятора и их характеристиками, в которых были учтены реально существующие нелинейности, ниже приводятся частотные характеристики рассматриваемого типа регулятора. Структурная схема типового интегрирующего регулятора с инерцион-



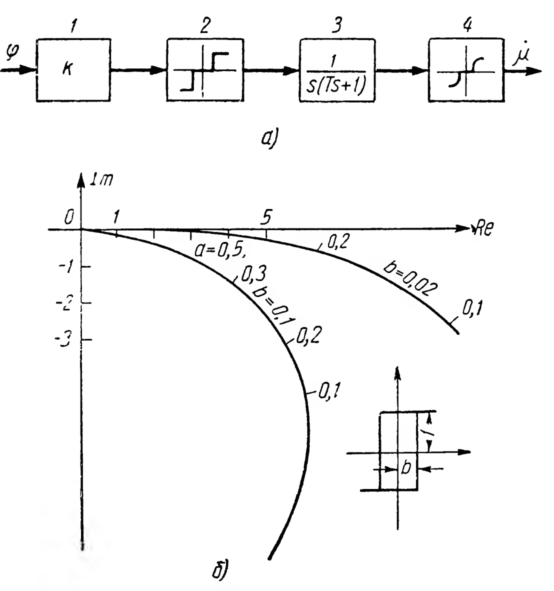
Фиг. II.40. Гидравлический регулятор с нелинейными характеристиками усилителя и сервомотора:

а — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор; *б* — амплитудно-фазовая характеристика измерительного устройства регулятора; *в* — характеристика золотникового усилителя.

ным измерительным устройством без трения, золотниковым усилителем, имеющим зону нечувствительности, с коротким соединительным трубопроводом и сервомотором с зоной нечувствительности приведена на фиг. 40, *а*. Характеристики отдельных звеньев регулятора, принятые в приближении для первой гармони-



Фиг. II.41. Амплитудно-фазовая характеристика гидравлического регулятора с инерционным измерительным устройством и нелинейными усилителем и сервомотором.



Фиг. II.42. Гидравлический регулятор с нелинейными характеристиками усилителя и сервомотора при наличии инерционности в соединительном трубопроводе:

а — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — соединительный трубопровод; *4* — сервомотор; *б* — амплитудно-фазовые характеристики измерительного устройства с гистерезисом и усилительного золотника регулятора.

ки, показаны на фиг. II.40, *б* и *в*. Суммарная частотная характеристика регулятора изображена на фиг. II.41.

Для регуляторов, в которых нельзя пренебречь влиянием соединительного трубопровода, ввиду вносимой им инерционности, можно принять структурную схему, изображенную на фиг. II.42, *а*. Для учета инерционного запаздывания, вносимого трубопроводом, рассмотрим его передаточную функцию. Уравнение трубопровода как инерционного звена может быть получено на основании следующих соображений.

Принимая сопротивление, возникающее в трубопроводе, пропорциональным первой степени скорости рабочей жидкости в трубопроводе, запишем уравнение трубопровода в следующем виде:

$$\rho \frac{l_т}{f_т} \cdot \frac{dQ}{dt} + \frac{32\mu}{d_т^2} \frac{l_т}{f_т} Q = P_1 - P_2. \qquad (II.109)$$

Уравнение расхода жидкости через золотник примем в таком виде:

$$Q = \alpha b z \sqrt{\frac{2}{\rho}(P_0 - P_1)}, \qquad (II.110)$$

где Q — расход жидкости через золотник;
α — коэффициент расхода;
b — периметр золотника;
z — перемещение золотника;
ρ — плотность жидкости;
P_0; P_1 — давления перед и за золотником.

Линеаризируя уравнение (II.110), перепишем его в виде

$$\Delta Q = \left(\frac{\partial Q}{\partial z}\right)_0 \Delta z + \left(\frac{\partial Q}{\partial P_1}\right)_0 \Delta P_1. \qquad (II.111)$$

Определяя из уравнения (II.111) ΔP_1 и подставляя найденное выражение в уравнение (II.109), с учетом $Q = F\frac{dm}{dt}$ и $P_2 =$ $=$ const для постоянной нагрузки сервомотора, после преобразований находим уравнение движения сервомотора, учитывающее массу и трение жидкости в трубопроводе:

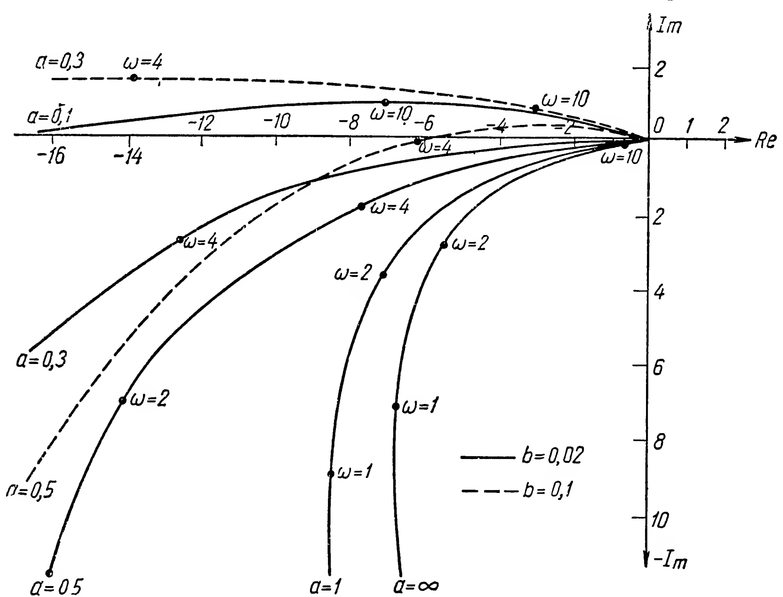
$$s(T_{mp}s + 1)\mu = \varkappa \cdot \sigma; \qquad (II.112)$$

здесь

$$T_{mp} = \frac{\rho l_т}{\frac{32\mu l_т}{d_т^2} + \frac{f_т}{\left(\frac{\partial Q}{\partial P_1}\right)_0}};$$

$$\varkappa = \frac{\left(\frac{\partial Q}{\partial z}\right)_0 z_{max}}{\left[\left(\frac{\partial Q}{\partial P_1}\right)\frac{32\mu l_т}{d_т^2 f_т} + 1\right] m_{max}}.$$

Согласно схеме, приведенной на фиг. II.42,*а*, рассматриваемый регулятор состоит из измерительного устройства, золотника и сервомотора, соединенного с золотником посредством инерционного трубопровода. При выводе было принято, что измерительное устройство имеет нелинейность в виде гистерезиса (фиг. II.42,*б*), а сервомотор — зону нечувствительности. Амплитудно-фазовая характеристика регулятора изображена на

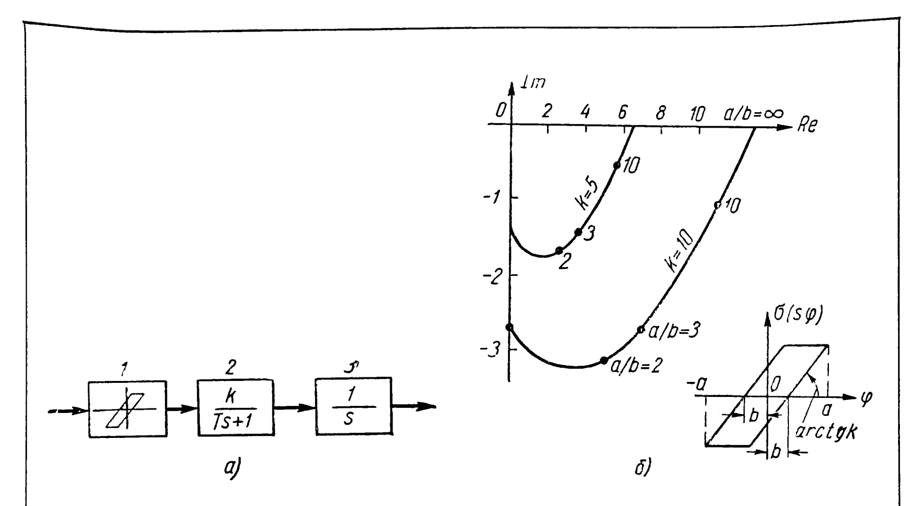


Фиг. II.43. Амплитудно-фазовые характеристики гидравлического регулятора с нелинейностями в измерительном устройстве, усилителе и сервомоторе при инерционном соединительном трубопроводе в зависимости от изменения частоты, входной амплитуды и величины гистерезиса.

фиг. II.43. На фиг. II.44,*а* приведена схема регулятора с безынерционным измерительным устройством, но с учетом сухого трения в золотнике, возникающего от действия неуравновешенных поперечных сил. На фиг. II.44,*б* показана амплитудно-фазовая характеристика измерительного устройства регулятора с золотником при условии пренебрежения в рассматриваемом диапазоне частот влиянием его массы с учетом линейной силы. Амплитудно-фазовая характеристика регулятора (фиг. II.44,*а*) с астатическим идеальным сервомотором и инерционным трубопроводом изображена на фиг. II.45.

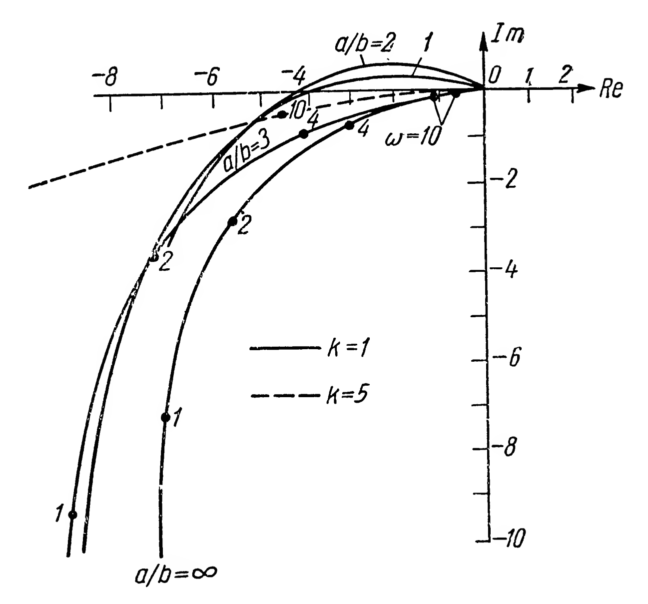
При длинном трубопроводе между золотником и сервомотором вносимое им дополнительно запаздывание можно учесть согласно уравнению (II.68).

Пропорциональный регулятор в отличие от интегрирующего выполняется с жесткой обратной связью. Этот тип золотниково-



Фиг. II.44. Гидравлический регулятор с трением в **золотнике:**

а — структурная схема *1* — измерительное устройство с золотниковым усилителем; *2* — инерционный трубопровод; *3* — сервомотор; *б* — амплитудно-фазовая характеристика безынерционного измерительного устройства и золотника с трением; *k* — коэффициент усиления.

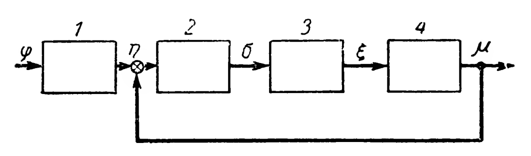


Фиг. II.45. Амплитудно-фазовая характеристика гидравлического регулятора, соответствующего структурной схеме (фиг. II. 44, *а*): *k* — коэффициент усиления.

го регулятора является наиболее распространенным, начиная со времен Уатта. Он широко применяется в многочисленных гидравлических и пневматических сервомеханизмах и сложных исполнительных элементах. Структурная схема пропорционального регулятора приведена на фиг. II.46. Принципиальная схема простейшего пропорционального регулятора приведена на фиг. II.47,*а*. Передаточная функция такого регулятора (в линейном приближении) с астатическим сервомотором, подчиняющимся уравнению $\frac{1}{T_c s}$, имеет вид

$$W_p(s) = \frac{k}{T_c' s + 1}. \qquad (II.113)$$

На фиг. II.47,*б* дана схема также пропорционального регулятора, отличающегося от предыдущего только конструкцией золотника. Характеристика этого золотника приведена на фиг. II.48, *а*, статическая характеристика сервомотора регулятора, охваченного жесткой обратной связью, показана на фиг. II.48, *в*. Пренебрегая массой измерительного устройства, передаточную функцию такого регулятора в линейном приближении, с учетом инерции сервомотора, можно записать следующим образом:



Фиг. II.46. Структурная схема пропорционального гидравлического регулятора с золотниковым усилителем:

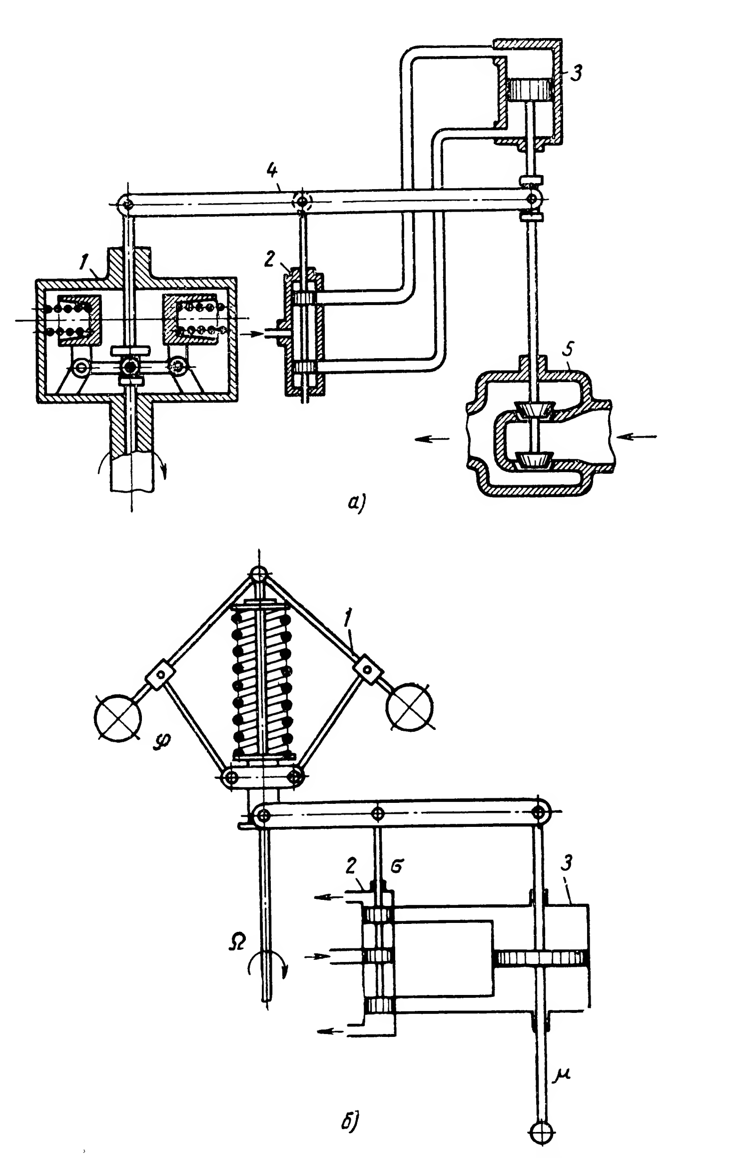
1 — измерительное устройство; *2* — золотниковый усилитель; *3* — трубопровод; *4* — сервомотор.

$$W_p(s) = \frac{k}{s(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}, \qquad (II.114)$$

где

$$T = \sqrt{\frac{VM}{2BF^2} \cdot \frac{1}{\left(1 + r\frac{q_v}{q_p}\right)}}; \quad \zeta = \frac{2BF^2 M q_v + r q_p V}{2\sqrt{2VM\left(1 + r\frac{q_v}{q_p}\right) BF^2}};$$

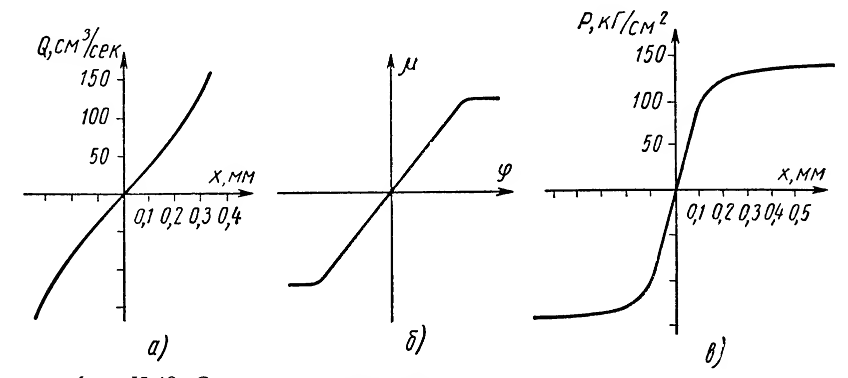
здесь M — приведенная масса поршня и нагрузки;
F — площадь поршня;
V — половина объема жидкости, заключенной между золотником и поршнем;
r — вязкое трение;
B — модуль упругости жидкости;
ζ — коэффициент демпфирования;
q_v — удельная скорость поршня;
q_p — удельное усилие.



Фиг. II.47. Гидравлические золотниковые регуляторы пропорционального типа:

а — принципиальная схема регулятора угловой скорости: *1* — центробежный маятник; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — обратная связь; *5* — регулирующий орган; *б* — принципиальная схема регулятора угловой скорости с трехходовым золотником: *1* — центробежный маятник; *2* — золотник; *3* — сервомотор.

Конструкцию жесткой обратной связи в рассматриваемых регуляторах обычно осуществляют с помощью рычажных передач либо валиков. Тросовых и ленточных передач следует избегать, так как их применение в регуляторах с явно выраженными нелинейностями часто чрезмерно увеличивает зону нечувствительности, а иногда и гистерезис, что может привести к резкому



Фиг. II.48. Статические характеристики золотникового усилителя:

а — расход в функции перемещения золотника; *б* — давление на выходе усилителя в функции перемещения золотника; *в* — статическая характеристика сервомотора регулятора с жесткой обратной связью.

ухудшению процесса регулирования. Для обеспечения требуемого характера процесса регулирования конструкция жесткой обратной связи должна допускать изменение коэффициента обратной связи в достаточно широких пределах. Это можно подтвердить на примере с объектом второго порядка, который описывается уравнением вида

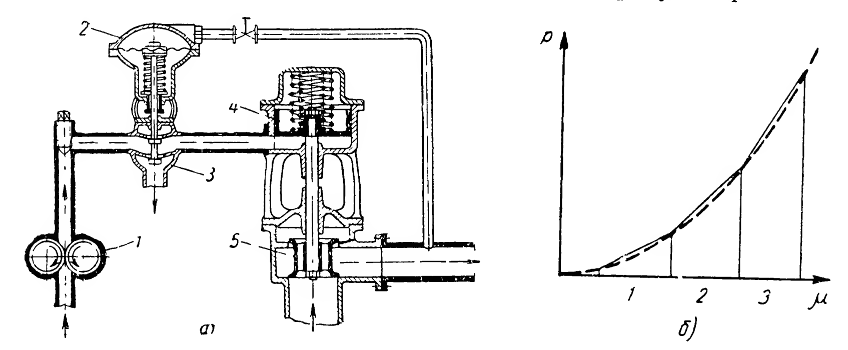
$$\frac{d^2\varepsilon}{dt^2} + \left(k + \frac{1}{k_{oc}}\right)\frac{d\varepsilon}{dt} + \left(1 + \frac{1}{k_{oc}}\right)\varepsilon = 0. \qquad (II.115)$$

При законе регулирования $F = \varepsilon + k_{oc}\,\mu$ коэффициент демпфирования ζ в приведенном к нормальному виду уравнению (II.115) запишется в виде

$$\zeta = \frac{k + \frac{1}{k_{oc}}}{2\sqrt{1 + \frac{1}{k_{oc}}}}. \qquad (II.116)$$

Из выражения (II. 116) видно, что, варьируя в определенных пределах значением коэффициента обратной связи k_{oc}, можно обеспечить требуемую степень демпфирования системы регулирования. Выше, в разделе струйных регуляторов, было показа-

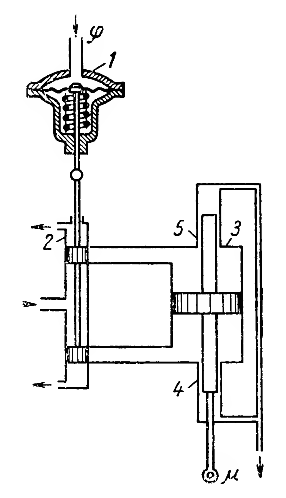
но, что для многих объектов (без саморегулирования) оптимальный закон регулирования при идеальном регуляторе дости-



Фиг. II.49. Гидравлический золотниковый регулятор с квадратичной обратной связью:

а — схема регулятора: *1* — маслонасос; *2* — измерительное устройство; *3* — золотник; *4* — сервомотор; *5* — регулирующий орган; *б* — статическая характеристика обратной связи. *1*, *2*, *3* — участки квадратичной характеристики обратной связи, аппроксимируемые линейными характеристиками пружин различной жесткости; *p* — давление в сервомоторе; μ — координата сервомотора.

гается только при наличии в регуляторе квадратичной жесткой обратной связи [уравнение (II.88)]. На фиг. II.49,*а* показана схема дроссельного золотникового регулятора с гидравлической квадратичной обратной связью. Там же (фиг. II,49,*б*) приведена статическая характеристика обратной связи регулятора. Квадратичная зависимость давления управляющей жидкости в обратной связи аппроксимируется кусочно-ломаной линией соответственно тремя пружинами с разной жесткостью.

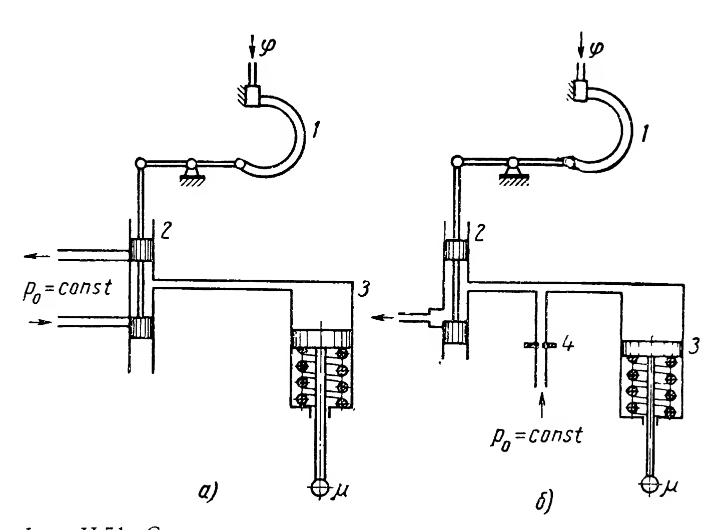


Фиг. II.50. Схема гидравлического регулятора с проточным золотником и гидравлической обратной связью:

1 — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4*, *5* — капилляры.

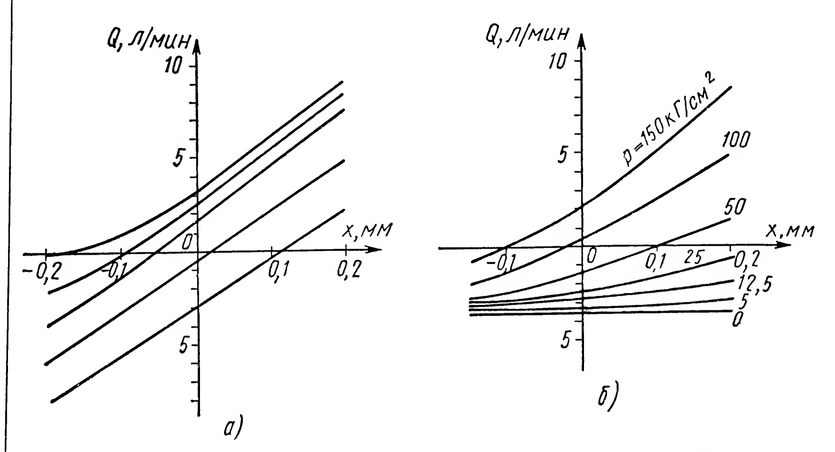
Схема регулятора с проточным золотником и гидравлической обратной связью показана на фиг. II.50. Эта схема в основном применяется при малой потребной мощности на выходе регулятора.

Принцип действия обратной связи заключается в изменении сопротивления капиллярных зазоров в зависимости от положения поршня сервомотора. Недостатком конструкции является возможность засорения капилляров в процессе работы. На фиг. II.51 изображены еще два варианта регулятора с подпружиненным сервомотором. Такая конструкция регуляторов наиболее проста. Передаточная функция регулятора в линейном



Фиг. II.51. Схемы гидравлических регуляторов с проточными золотниками и подпружиненными сервомоторами:

а — регулятор давления с золотником, дросселирующим подвод и слив из сервомотора; *б* — регулятор давления с золотником, дросселирующим слив; *1* — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — дроссель.



Фиг. II.52. Характеристики проточных золотниковых усилителей гидравлических регуляторов:

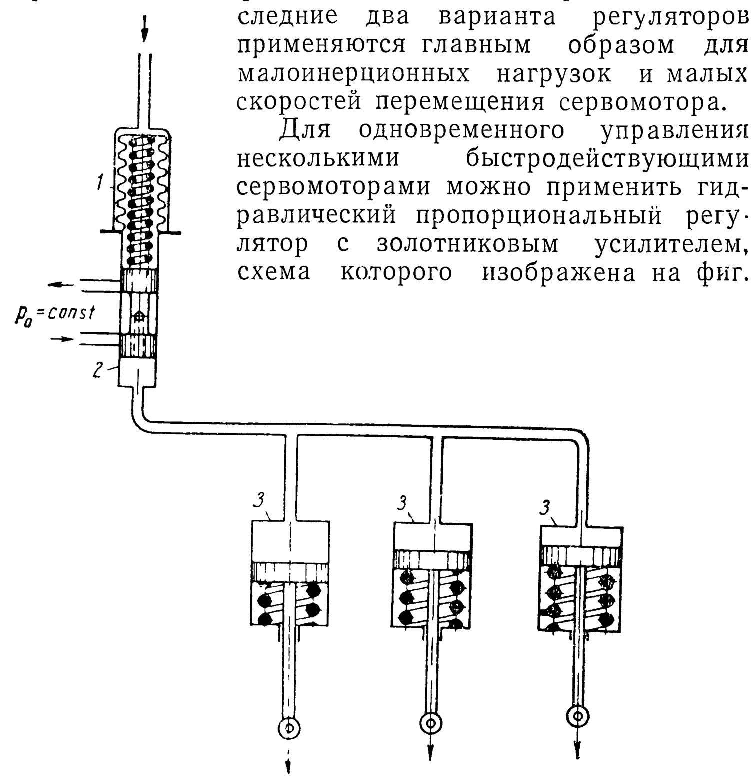
а — при дросселировании на подводе и сливе; *б* — при дросселировании на сливе; *Q* — расход в сервомоторе; *x* — перемещение золотника.

приближении без учета инерционности измерительного устройства имеет вид

$$W_p(s) = \frac{k_p}{T_1 s^3 + T_2 s^2 + T_3 s + 1}. \qquad (II.117)$$

Статические характеристики золотниковых усилителей регуляторов, приведенных на фиг. II.51, показаны на фиг. II.52. Последние два варианта регуляторов применяются главным образом для малоинерционных нагрузок и малых скоростей перемещения сервомотора.

Для одновременного управления несколькими быстродействующими сервомоторами можно применить гидравлический пропорциональный регулятор с золотниковым усилителем, схема которого изображена на фиг. II.53. При этом наклон характеристики, описывающей зависимость перемещения сервомотора от управляющего давления на выходе регулятора, может быть выбран различным для каждого сервомотора путем соответствующего подбора жесткости пружины. Передаточная функция такого регулятора в линейном приближении имеет вид

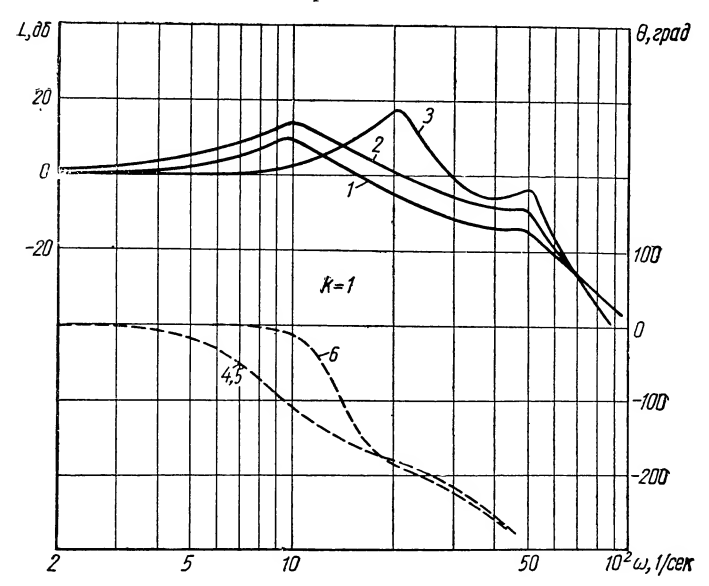


Фиг. II.53. Схема гидравлического пропорционального регулятора с золотниковым усилителем при управлении несколькими параллельно включенными сервомоторами:
1 — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомоторы.

$$W_p(s) = \frac{k_p}{(T_1 s + 1)(T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1)}, \qquad (II.118)$$

где T_1 — постоянная времени золотника, охваченного гидравлической жесткой обратной связью;

T_2 — постоянная времени, характеризующая объем всей жидкости в управляющем трубопроводе от золотника до поршней позиционеров всех сервомоторов и инерцию самих исполнительных элементов, охваченных местной жесткой обратной связью.



Фиг. II.54. Примерные частотные характеристики гидравлических регуляторов пропорционального типа с учетом реальных нелинейностей:

1, 2 и *3* — амплитудные; *4, 5* и *6* — соответствующие им фазовые характеристики.

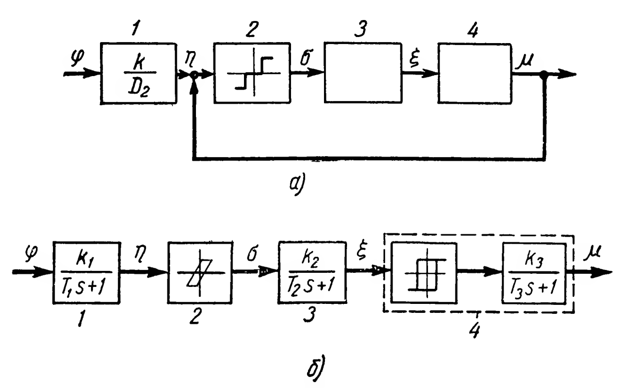
Частотные характеристики для двух типичных конструкций пропорциональных гидравлических регуляторов с золотниковыми усилителями и жесткими обратными связями приведены на фиг. II.54 и II.56.

На фиг. II.54 даны частотные характеристики типового регулятора, схема которого приведена на фиг. II.47,*а*. Передаточные функции линейных звеньев регулятора, включая измерительное устройство, усилитель, соединительный трубопровод и сервомотор, имеют следующий вид:

$$W_1(s) = \frac{k_1}{T_1^2 s^2 + 2\varsigma_1 T_1 s + 1}; \quad W_2(s) = \frac{k_2}{s(T_c s + 1)}. \quad \text{(II.119)}$$

На фиг. II.55,*а* показана структурная схема регулятора с учетом реальной нелинейности в виде зоны нечувствительности золотника. На фиг. II.54 кривые *1* соответствуют амплитудной

и фазовой частотным характеристикам линейного регулятора с идеальным золотником без зоны нечувствительности. Кривые *2* относятся к регулятору с зоной нечувствительности в золотнике, равной 2%. Как следует из фиг. II.54, с увеличением амплитуды колебаний на входе регулятора частотные характеристики ухудшаются. Пренебрежение реально существующей нелинейностью при расчете регулятора приводит к переоценке его динамических свойств, так как наличие нелинейности сдвигает амплитудную характеристику регулятора вправо по оси частот, а фазовая характеристика при этом понижается ввиду увеличения фазового

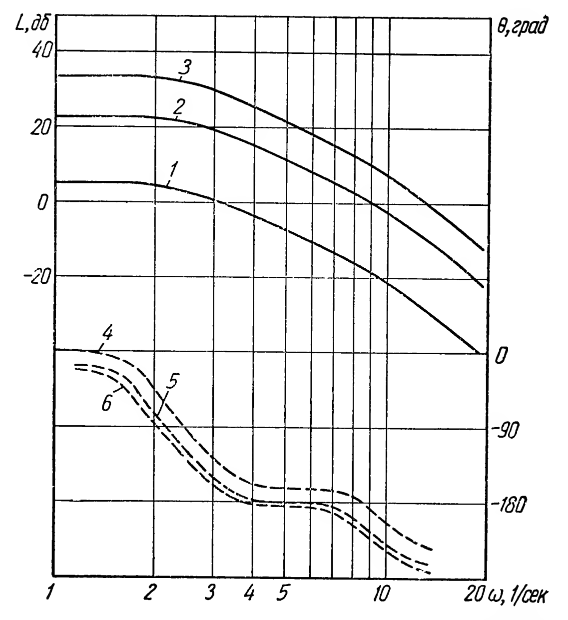


Фиг. II.55. Структурные схемы золотниковых регуляторов с нелинейностями:

а — схема пропорционального регулятора с учетом зоны нелинейности в золотнике: *1* — измерительное устройство; *2* — золотниковый усилитель; *3* — трубопровод; *4* — сервомотор; *б* — схема гидравлического регулятора с трением в золотнике, запаздыванием в трубопроводе и нечувствительностью в сервомоторе: *1* — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — трубопровод; *4* — сервомотор.

сдвига. Приведенные характеристики указывают, кроме того, на необходимость правильного выбора зоны нечувствительности золотника, так как уменьшение ее, начиная с некоторой величины (в зависимости от вязкости рабочей жидкости), приводит к ухудшению характеристик регулятора, хотя его быстродействие в отдельных случаях при этом несколько повышается. Для другого типичного регулятора (фиг. II.49,*а*) с гидравлическими связями и статическим сервомотором характерными нелинейностями являются трение в сочленениях измерительного устройства и золотника, а также петлевая характеристика трубопровода с сервомотором. Структурная схема этого регулятора изображена на фиг. II.55,*б*. На основании приведенных на фиг. II.56 частотных характеристик этого регулятора можно сделать вывод, что для типовых регуляторов с малой энергией, развиваемой измерительным устройством, трение в золотнике и неоднозначная характеристика гидравлического привода сильно понижают качество регулятора (кривые *2* и *3*). В то же время неучет нелиней-

ностей в регуляторе (кривая *1*) может создать неправильное представление о динамических характеристиках регулятора. Приведенный пример говорит о том, что в регуляторах с гидравлической управляющей системой и гидравлическими обратными связями следует обращать серьезное внимание на конструкцию этих звеньев и правильный выбор их параметров. В частности, для схем, подобных изображенной на фиг. II.53, необходимо



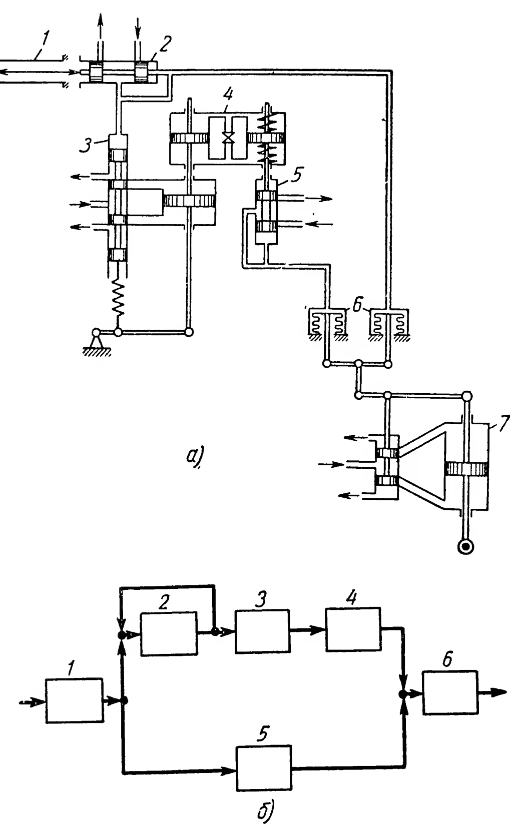
Фиг. II.56. Примерные частотные характеристики гидравлических золотниковых регуляторов с гидравлическими связями:
1, 2 и *3* — амплитудные; *4, 5* и *6* — фазовые.

строго согласовывать пропускную способность золотника с размерами соединительных трубопроводов. От размеров последних зависят также и параметры выбираемой рабочей жидкости. Для уменьшения вредного влияния трения, что будет также способствовать и уменьшению гистерезиса в данной схеме, целесообразно вводить в гидравлическую систему колебания давления с небольшой амплитудой и частотой, находящейся у верхнего предела полосы пропускания регулятора.

Пропорционально-дифференцирующие регуляторы могут применяться для объектов регулирования с запаздыванием с минимально возможным уменьшением полосы пропускания регулятора. На фиг. II.57,*а* показана схема гидравлического пропорционально-дифференцирующего регулятора с золотниковыми усилителями. При линейной идеализации регулятора его передаточная

функция согласно структурной схеме (фиг. II.57,б) будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k_1}{(T_1 s + 1)} \cdot \frac{k_3 \alpha T_\partial s (T_4 s + 1) + i k_4 (T_2 s + 1)(T_\partial s + 1)}{(T_\partial s + 1)(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)} \frac{k_5}{(T_5 s + 1)}. \qquad (II.120)$$

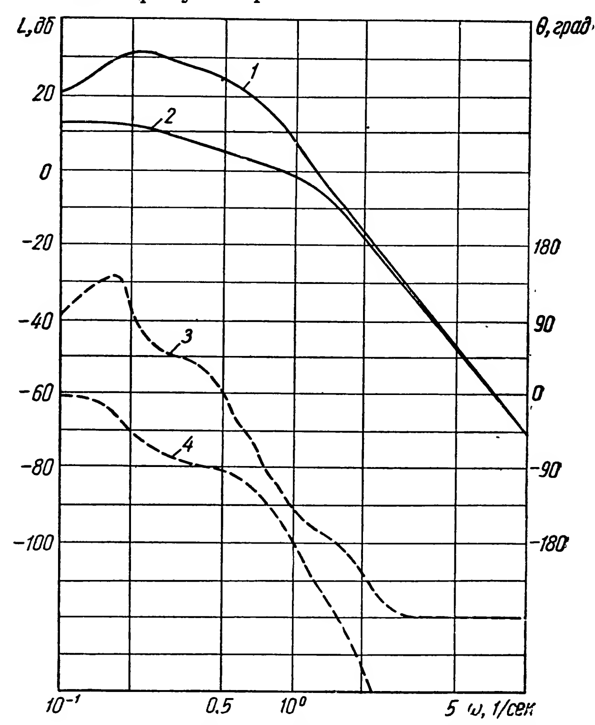


Фиг. II.57. Пропорционально-дифференцирующий регулятор:

а — принципиальная схема: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель первого каскада; *3* — усилитель второго каскада, *4* — дифференциатор; *5* — усилитель; *6* — сумматор; *7* — исполнительный сервомеханизм; *б* — структурная схема: *1* — измерительное устройство с золотником первого каскада; *2* — сервомеханизм первого каскада; *3* — дифференциатор; *4* и *5* — сумматор; *6* — исполнительный сервомеханизм.

Частотные функции регулятора для реальных значений его параметров изображены кривыми *1* и *3* на фиг. II.58. В зависимости от качества конструкции и изготовления данный регулятор может иметь следующие существенные нелинейности: трение в золотнике и дифференцирующем элементе, гистерезис в

суммирующем элементе, зону нечувствительности в золотнике исполнительного элемента. С учетом указанных нелинейностей структурная схема регулятора может быть составлена так, как



Фиг. II.58. Примерные частотные характеристики пропорционально-дифференцирующего регулятора:

1 и *2* — амплитудные; *3* и *4* — фазовые

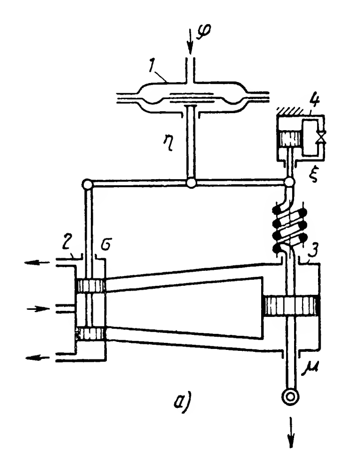
Фиг. II.59. Структурная схема пропорционально-дифференцирующего регулятора (фиг. II.57, *а*) с учетом нелинейностей:

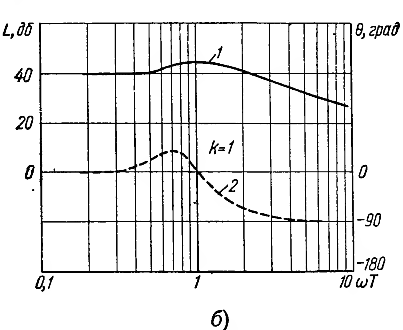
T_1 — постоянная времени измерительного устройства; $T_д$ — постоянная времени дифференциатора.

это показано на фиг. II.59. Частотные характеристики регулятора с учетом нелинейностей приведены на фиг. II.58 (кривые *2* и *4*).

При совместном учете указанных нелинейностей динамические характеристики регулятора, как это следует из фиг. II.58, значительно ухудшаются, хотя некоторые из них, например зона

нечувствительности, при известных условиях могут способствовать повышению качества регулятора. Из этого примера следует, что в конструкции регулятора следует предусматривать возможность изменения основных его параметров, что может оказаться особенно необходимым в том случае, когда регулятор рассчитывается в линейном приближении. В частности, необходимо предусматривать регулировку коэффициента усиления, что далеко не во всех конструкциях золотниковых регуляторов легко выполнимо.





Фиг. II.60. Пропорционально-дифференцирующий регулятор:

а — вариант схемы регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — катаракт; φ, μ — входная и выходная величины; *б* — частотные характеристики регулятора: *1* — амплитудная и *2* — фазовая.

Другой вариант пропорционально-дифференцирующего регулятора с золотниковым усилителем представлен на фиг. II.60,*а*. Пренебрегая инерционностью измерительного устройства, в линейном режиме работы (пока поршень сервомотора находится не на упоре), уравнения движения элементов регулятора будут:

$$\left.\begin{aligned} &\text{для золотника} && \sigma = \eta - i \cdot \xi; \\ &\text{для сервомотора} && T_c \dot{\mu} = \sigma; \\ &\text{для катаракта} && T_\kappa \dot{\xi} = k\dot{\mu} - \xi. \end{aligned}\right\} \quad \text{(II.121)}$$

На основании уравнений (II.121) напишем передаточную функцию регулятора

$$W_p(s) = \frac{T_\kappa s + 1}{T_1^2 s^2 + 2\varsigma_1 T_1 s + 1}, \quad \text{(II.122)}$$

где

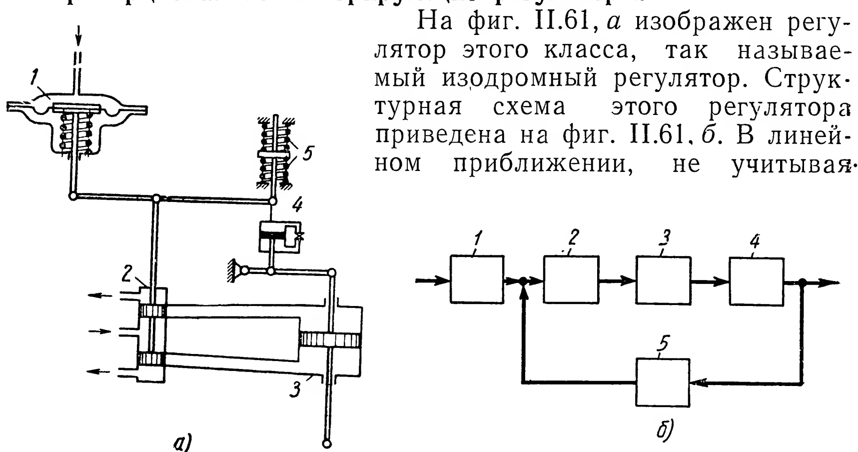
$$T_1 = \sqrt{\frac{T_\kappa T_c}{k \cdot i}}; \quad T_\kappa = \frac{32\mu l}{d^2} \cdot \frac{f^2}{c}; \quad \varsigma = \frac{T_c}{2\sqrt{ikT_\kappa T_c}} \times$$

$$\times k = \frac{1}{c} \cdot \frac{m_{\max}}{z_{\max}};$$

i — передаточное отношение плеч коромысла регулятора.

Частотные характеристики регулятора без учета нелинейностей показаны на фиг. II.60,*б*. Наличие зоны нечувствительности в измерительном устройстве или золотнике этого регулятора приведет к увеличению его нечувствительности и небольшому ухудшению его динамических характеристик. Трение в катаракте приведет к увеличению неравномерности и в зависимости от его величины может явиться причиной неоднозначности характеристики обратной связи.

Пропорционально-интегрирующие регуляторы. На фиг. II.61, *а* изображен регулятор этого класса, так называемый изодромный регулятор. Структурная схема этого регулятора приведена на фиг. II.61, *б*. В линейном приближении, не учитывая инерционности золотникового усилителя, передаточная функция регулятора может быть записана в виде



Фиг. II.61. Пропорционально-интегрирующий регулятор с золотниковым усилителем:

а — схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — изодром; *5* — нулевая пружина изодрома; *б* — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — трубопровод; *4* — сервомотор, *5* — изодромная обратная связь.

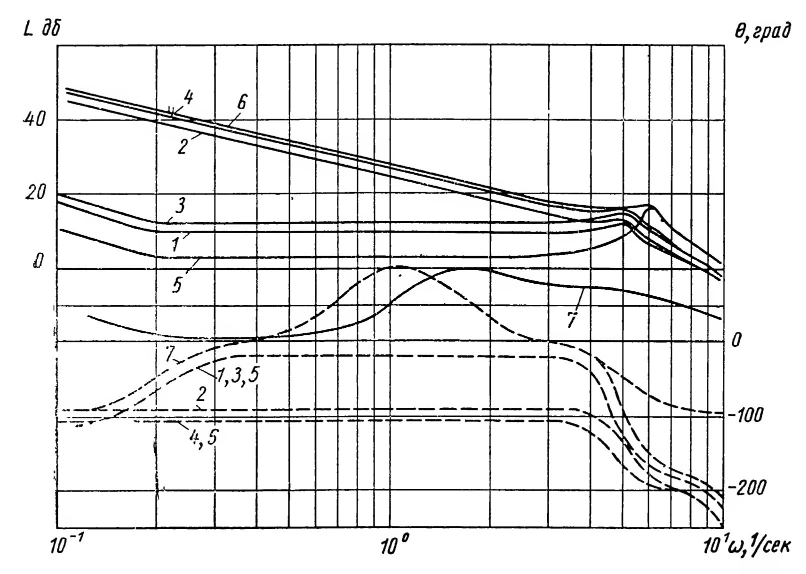
$$W_p(s) \simeq \frac{k(T_u s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2^2 s^2 + 2\varsigma_2 T_2 s + 1)}, \qquad \text{II.123}$$

где T_1 — постоянная времени измерительного элемента;
T_u — постоянная времени изодрома;
T_{mp} — постоянная времени трубопровода;

$$T_2 = \sqrt{\frac{T_{mp}}{kk_{oc}}}; \quad \zeta_2 = \frac{(T_{mp} + T_u)}{2T_u\sqrt{T_{mp}k_{oc}}}; \quad k = 1/k_{oc}T_u.$$

Данную систему можно рассматривать как линейную, а режим работы регулятора скользящим, если регулятор не имеет автоколебаний в замкнутом контуре и обеспечивает монотонное изменение регулируемой величины. Критерием настройки регулятора на такой режим работы служит предельная скорость

перемещения сервомотора $s\mu \leqslant \alpha_{min}$, соответствующая нижней границе апериодичности. В режиме оптимального регулирования (при условии отсутствия автоколебаний) рассматриваемый тип регулятора обычно является нелинейным. Кроме того, в нем могут иметь место уже рассмотренные выше типичные нелинейности: зона нечувствительности в измерительном устройстве и золотнике, а также трение и гистерезис в изодромном выключателе



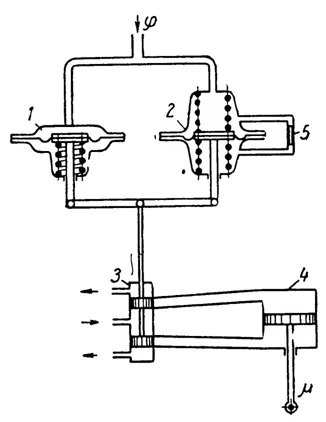
Фиг. II.62. Примерные частотные характеристики пропорционально-интегрирующего регулятора:

1 — характеристика линейного регулятора при T_u = 5 *сек*; 2 — то же при T_u = 0,2 *сек.*; 3, 4 — характеристика регулятора с трением в золотнике при T_u = 5 и 0,2 *сек*; 5 и 6 — то же с гистерезисом в измерительном устройстве при T_u = 5 и 0,2 *сек*; 7 — то же с трением в изодроме и зоной нечувствительности в золотнике.

и сервомоторе. На фиг. II.62 приведены частотные характеристики этого регулятора с учетом трения в измерительном устройстве и изодромном выключателе и гистерезиса в блоке измерительное устройство — усилитель.

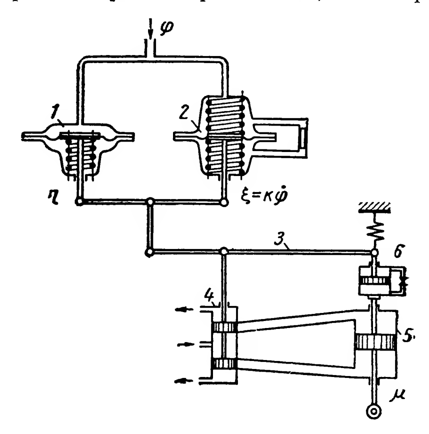
Сравнение приведенных характеристик показывает, что динамические свойства регулятора ухудшаются при наличии трения или гистерезиса в блоке измерительное устройство — золотниковый усилитель. При этом фазовые характеристики претерпевают дополнительный отрицательный сдвиг при ширине петли до 5%. При наличии некоторого трения в изодромном выключателе (до 5%) динамические характеристики регулятора улучшаются, что можно объяснить как бы дополнительным увеличением инерционности обратной связи и, следовательно, бо́льшим опережением в регуляторе.

Пропорционально-интегро-дифференцирующие регуляторы отличаются, кроме астатического звена, также наличием дифференцирующих элементов в прямой цепи или инерционных и интегрирующих — в цепи обратной связи. К числу таких регуляторов можно отнести схему, изображенную на фиг. II.63, в которой



Фиг. II.63. Вариант схемы пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора:

1 — измерительное устройство; 2 — дифференциатор; 3 — золотник; 4 — сервомотор; 5 — дроссель; φ, μ — входная и выходная величины.



Фиг. II.64. Вариант схемы пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора:

1 — измерительное устройство; 2 — дифференциатор; 3 — суммирующий рычаг; 4 — золотник; 5 — сервомотор; 6 — катаракт; φ, μ — входная и выходная величины.

суммарный сигнал с выходов пропорционального и дифференцирующего измерительных элементов подается на золотник регулятора, управляющий астатическим сервомотором. Передаточная функция этого регулятора в линейном приближении будет иметь вид

$$W_p(s) = \frac{B_1^2 s^2 + B_2 s + 1}{s(T_{A_1}^2 s^2 + T_{A_2} s + 1)}, \qquad (II.124)$$

где

$$B_1 = \sqrt{\frac{\tau_1 T_1}{2}}; \quad B_2 = \frac{1}{2}(\tau_1 + T_1 + T_2);$$

$$T_{A_1} = \sqrt{T_1 T_2}; \quad T_{A_2} = (T_1 + T_2).$$

Рассматриваемый регулятор при достаточно малых постоянных времени измерительных элементов T_1 и T_2 и при выборе постоянной времени дифференцирующего элемента τ_1, близкой к постоянной времени объекта регулирования, может обеспечить достаточно качественный процесс регулирования. Однако нелинейности (в виде трения и др.) в измерительных элементах и

золотнике ухудшают динамическую характеристику регулятора, что необходимо учитывать при расчете системы.

Другой вариант схемы пропорционально-интегро-дифференцирующего гидравлического золотникового регулятора изображен на фиг. II.64. При идеальности его элементов передаточная функция регулятора будет иметь вид

$$W(s) = \frac{\tau^2 s^2 + 2\zeta_2 \tau s + 1}{s(T_1^2 s^2 + 2\zeta_1 T_1 s + 1)}. \qquad \text{(II.125)}$$

Влияние отдельных нелинейностей, которые могут иметь место в некоторых элементах регулятора, будет примерно таким же, как в рассмотренном выше изодромном регуляторе с золотниковым усилителем.

Функциональные регуляторы с гидравлическим золотниковым усилителем могут быть образованы для всех рассмотренных выше типов регуляторов путем применения приставки, осуществляющей ввод в задающее устройство регулятора функции заданного вида.

Для осуществления регуляторов с временной программой целесообразно применять приставки электромеханического типа с приводом, например, от синхронного двигателя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ивахненко А. Г. Техническая кибернетика. ГИТЛ, УССР, 1959.
2. Литвин-Седой М. Д. Гидравлический привод в системах автоматики. Машгиз, 1956.
3. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. II, ч. I и II, Машгиз, 1959.
4. Попов Е. П. и Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. Физматгиз, 1960.
5. Системы, свойства и элементы пневмо- и гидроавтоматики. Сб. ст. Изд. АН СССР, 1959.
6. Технические средства автоматики. Т. IV. Труды ИФАК. Изд. АН СССР, 1961.
7. Траксел Д. Д. Справочная книга по технике автоматического регулирования. Госэнергоиздат, 1962.
8. Lee-Shih-Ying and Blackburn J. F. Contributions to Hydraulic control. Trans. A.S.M.E., vol. 74, 1952, p.p. 1005. 1013. vol. 76, 1954, p. 905.
9. Oppelt W. Kleines Handbuch der Regelúngstechnik, 1960.

ГЛАВА III

ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Пневматические регуляторы во многом сходны с гидравлическими, которые были описаны выше. Их также можно разделить на регуляторы прямого и непрямого действия. К последним относится большинство конструкций существующих пневматических регуляторов.

Применяемые в пневматических регуляторах измерительные устройства практически не отличаются от используемых в гидравлических регуляторах. Принципы построения гидравлических усилителей и сервомоторов, а также целого ряда корректирующих устройств: дифференциаторов, интеграторов и др.— широко используются и в пневматических регуляторах. Ряд конструкций гидравлических регуляторов можно без значительных изменений приспособить для работы на сжатом воздухе или газе. Однако пневматические регуляторы, главным образом вследствие иных физических свойств используемого в них энергоносителя, имеют и свои особенности в конструкции и эксплуатации.

Пневматические регуляторы разделяются на те же основные типы, что и гидравлические регуляторы: интегрирующие, пропорциональные, пропорционально-интегрирующие, пропорционально-дифференцирующие и пропорционально-интегро-дифференцирующие. Конструктивно эти регуляторы также могут быть разделены на две основные группы: струйные и дроссельные. Такое разделение производится по признаку, определяемому принципом действия и конструкцией усилителя. Дроссельные регуляторы также образуют две наиболее распространенные подгруппы: регуляторы с золотниковыми усилителями и регуляторы с усилителями типа сопло-заслонка. Регуляторы с дроссельными усилителями других типов (краны и т. п.) встречаются реже. К основным преимуществам пневматических регуляторов относятся: простота конструкции, ее надежность и простота обслуживания; значительный резерв (сжатый воздух в газгольдерах) при авариях с электропитанием; пожаро- и взрывобезопасность; надежное действие регуляторов в широком диапазоне рабочих частот; меньшая, по сравнению с гидравлическими систе-

мами, общая протяженность трубопроводов сравнительно небольшого диаметра.

К недостаткам пневматических регуляторов следует отнести больший потребный расход энергии на агрегаты питания, а также сжимаемость рабочей среды, которая в силовых элементах регулятора приводит к изменению их характеристик в зависимости от нагрузки и к появлению дополнительных нелинейностей. Кроме того, трущиеся детали конструкций пневматических регуляторов требуют специальных устройств для их смазки.

1. РЕГУЛЯТОРЫ ПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ

Эти регуляторы применяются главным образом для регулирования давления, перепада давлений или расхода (газа, пара) в различных промышленных установках, не требующих высокой точности поддержания регулируемых параметров. Пневматические регуляторы прямого действия, предназначенные для работы при медленных изменениях регулируемой величины и относительно невысоких давлениях рабочей среды, можно рассчитывать по приведенным выше уравнениям и передаточным функциям таких же гидравлических регуляторов. При этом необходимо дополнительно учитывать влияние на динамику регулирования объема камеры измерительно-исполнительного элемента регулятора и импульсного трубопровода, приравнивая их соответственно инерционному звену первого порядка.

Для регуляторов, которые работают в условиях больших изменений давлений и на высоких частотах, необходимо учитывать эффект сжатия рабочей среды и нелинейности, которые при этих условиях могут сильно влиять на процесс регулирования. В связи с этим при конструировании пневматических регуляторов прямого действия необходимо обращать внимание на правильную конструкцию уплотнений, которые при значительной величине трения в них могут нарушить правильную работу регулятора. В этих регуляторах целесообразно применять эластичные уплотнения или уплотнения с консистентными заполнителями.

Схемы пневматических регуляторов прямого действия в значительной степени аналогичны приведенным ранее схемам соответствующих гидравлических регуляторов. Рассмотрим некоторые особенности работы типовых пневматических регуляторов прямого действия на примере регулятора давления пара, широко применяющегося для регулирования различных вспомогательных агрегатов, а также перепадов давлений и расхода в тепловых и энергетических установках. Схема этого регулятора аналогична приведенной на фиг. II.2. Составим уравнения движения регулятора. С учетом парового объема и сопротивления импульсного трубопровода уравнение изменения давления па-

ра p_1 в камере измерительного элемента запишем в виде

$$\frac{V_0}{RT}\cdot\frac{d\varphi_1}{dt}p_0+\left(\frac{\partial Q_1}{\partial P_1}\right)_0 p_0\varphi_1+\left(\frac{\partial Q_1}{\partial P_0}\right)_0\left[\frac{40{,}7\mu l}{d^4}+\zeta_{\text{т}}\rho_0\frac{w_0}{f}\right]\times$$

$$\times Fx_{\max}\frac{d\sigma}{dt}=\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_0}\right)_0 p_0\varphi, \qquad \text{(III.1)}$$

где

$$w_0=F^2\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)_{\max}\cdot p_0/c\cdot f;$$

здесь $\left(\frac{d\varphi}{dt}\right)_{\max}$ — максимальная возможная скорость относительного изменения давления;

φ — относительное отклонение давления в объекте регулирования;

φ_1 — то же для давления в камере измерительного элемента;

V_0 — объем паровой камеры измерительного элемента;

R — газовая постоянная пара;

T — абсолютная температура пара в камере измерительного элемента;

F — эффективная площадь мембраны;

c — жесткость пружины;

p_0 — расчетное значение регулируемого давления;

ρ_0 — плотность пара при расчетом значении давления;

μ — коэффициент вязкости пара;

l — расчетная длина дроссельной втулки;

d — ее внутренний диаметр;

$\zeta_{\text{т}}$ — коэффициент сопротивления импульсного трубопровода;

f — проходное сечение трубопровода;

$x_{\max}$ — максимальное перемещение штока.

Уравнение движения штока с учетом сухого трения в его сальнике и массы подвижных частей регулятора будет иметь вид

$$\overline{M}\frac{d^2\sigma}{dt^2}x_{\max}+R_{\text{т}}=p_0F\varphi_1, \qquad \text{(III.2)}$$

где $\overline{M}$ — масса подвижных частей регулятора и конденсата в камере измерительного элемента и импульсном трубопроводе;

$R_{\text{т}}$ — сила сухого трения.

Сила сухого трения изменяет направление в зависимости от знака скорости перемещения штока согласно уравнениям:

$$R_{\text{т}}=R_0\operatorname{sign}(s\sigma)\ \text{при}\ s\sigma\neq 0; \qquad \text{(III.3а)}$$

$$-R_0\leqslant R_{\text{т}}\leqslant +R_0\ \text{при}\ s\sigma=0. \qquad \text{(III.3б)}$$

Движение штока регулятора должно происходить без остановок, поэтому при приближенном расчете для преобразования нелинейного уравнения (III.3а) в псевдолинейное можно применить метод гармонической линеаризации, считая, что $x=A\sin\omega t$. Отсюда при релейной характеристике силы трения уравнение (III.2) перепишется в виде

$$\overline{M}\frac{d^2\sigma}{dt^2}+\frac{4R_0}{\pi\cdot A}\sigma=p_0\frac{F_c}{x_{max}}\varphi_1. \qquad (III.4)$$

Исключая из уравнений (III.1) и (III.4) переменную φ_1, получим после преобразований приближенное уравнение движения регулятора в виде

$$(T_1s^3+T_2s^2+T_3s+1)\sigma=k\varphi; \qquad (III.5)$$

здесь

$$T_1=\frac{\frac{V_0}{RT}+\frac{Mx_{max}}{F}}{\frac{4R_0x_{max}}{\pi AF}\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_0}\right)_0};\quad T_2=\frac{\overline{M}\pi A}{4R_0};$$

$$T_3=\frac{\frac{4R_0V_0}{\pi ARTF}+\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_0}\right)_0\left[\frac{40{,}7\mu l}{d^4}+\varsigma_T\frac{p_0w_0}{f}\right]F}{\frac{4R_0}{\pi AF}\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_0}\right)_0};$$

$$k=\frac{\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_0}\right)_0 p_0F}{\left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_1}\right)_0\frac{4R_0}{\pi A}x_{max}}.$$

Для исследования условий устойчивости регулятора в уравнении (III.5) сделаем подстановку $s=j\omega$, затем соответственно вещественной и мнимой частям полученного выражения запишем два алгебраических уравнения:

$$\left.\begin{aligned}-T_1\omega^3+T_3\omega&=0;\\-T_2\omega^2+1&=0.\end{aligned}\right\} \qquad (III.6)$$

Как следует из уравнений (III.6), постоянные регулятора должны удовлетворять соотношению

$$\frac{1}{T_2}=\frac{T_3}{T_1}.$$

Подставляя в это соотношение приведенные выше значения постоянных времени T_1, T_2 и T_3, найдем выражение для амплитуды колебаний на выходе регулятора

$$A=\frac{4R_0\left[\frac{V_0}{RTx_{max}}\left(\frac{F}{\overline{M}}-1\right)+1\right]}{\pi\left(\frac{\partial Q_1}{\partial P_0}\right)_0\left[\frac{40{,}7\mu l}{d^4}+\varsigma_T p_0\frac{w_0}{f}\right]F^2}. \qquad (III.7)$$

Подставляя значение T_2 во второе уравнение системы (III.6), найдем выражение для частоты колебаний регулятора в виде

$$\omega = \sqrt{\frac{\frac{V_0}{RTx_{\max}}\left(\frac{F}{\overline{M}} - 1\right) + 1}{\overline{M}F^2 \left(\frac{\partial Q_1}{\partial p_0}\right)_0 \left[\frac{40{,}7\mu l}{d^4} + \varsigma_{\text{т}}\rho_0 \frac{w_0}{f}\right]}}. \qquad (III.8)$$

Из выражений (III.7) и (III.8) непосредственно следует, что при наличии силы сухого трения ($R_0 \neq 0$) затухание колебаний рассматриваемого регулятора будет интенсивнее при наличии дроссельной втулки в импульсном трубопроводе на входе в регулятор. Одновременно с повышением быстродействия регулятора можно обеспечить требуемую устойчивость системы другими средствами, например с помощью специального демпфера, механически связанного со штоком регулятора.

2. СТРУЙНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

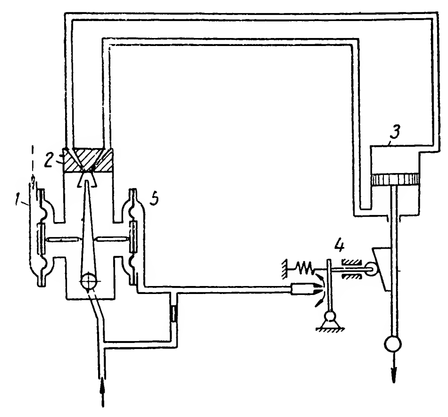
Интегрирующие струйные регуляторы выполняются в соответствии со структурной схемой, показанной на фиг. II.4,*б*, и так же, как и гидравлические регуляторы этого типа, состоят из измерительного устройства, усилителя мощности — струйной трубки и сервомотора, непосредственно соединяемого с регулирующим органом (фиг. II.4,*а*); источником энергии обычно служит отдельный компрессор. Для этих регуляторов также можно различать два режима работы: на линейном и нелинейном участках характеристики (фиг. II.4,*в*). Передаточная функция регулятора на линейном режиме его работы с учетом емкости исполнительного элемента может быть записана согласно выражению (II.32) в виде

$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)}.$$

При малых постоянных времени исполнительного устройства и усилителя передаточная функция регулятора может быть упрощена и записана в виде $W(s) = \frac{k}{s}$. Частотные характеристики рассматриваемых регуляторов близки к характеристикам, представленным на фиг. II.5 для однокаскадных гидравлических регуляторов. В пневматических струйных регуляторах с целью увеличения их мощности на выходе или для повышения быстродействия применимы также двухкаскадные усилители. В качестве второго каскада наиболее целесообразно применять отслеживающий золотник (фиг. II.6,*а*). Однако ввиду одновременного наличия нелинейностей и сжатия рабочей среды в камерах пневматических регуляторов необходимо проверять устойчивость контуров регулирования с двухкаскадными регуляторами с учетом как нелинейностей, так и сжатия рабочей среды. Методика

статического расчета пневматических регуляторов не отличается от приведенной выше для гидравлических, и этой методикой можно пользоваться при определении основных статических характеристик регуляторов: коэффициента усиления, нечувствительности и др. Методика расчета отдельных элементов регулятора приведена в работе [3].

Пропорциональные регуляторы имеют структурную схему, аналогичную изображенной на фиг. II.8,*а*. Принципиальные схемы пропорциональных пневматических регуляторов с механическими жесткими обратными связями не отличаются от схем подобных гидравлических регуляторов (фиг. II.9). Аналогичны гидравлическим регуляторам также схемы пневматических регуляторов с электрическими жесткими обратными связями (см. например, фиг. II.11). Многие конструкции пневматических регуляторов этого типа могут быть выполнены с пневматическими обратными связями. Таков регулятор, изображенный на фиг. III.1. Считая массу подвижных частей струйного усилителя малой, передаточную функцию регулятора можно записать в линейном приближении в виде



Фиг. III.1. Схема пневматического пропорционального регулятора с пневматической обратной связью:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор; *4* и *5* — устройство обратной связи.

$$W(s) = \frac{k}{T^2s^2 + 2\varsigma Ts + 1}; \qquad \text{(III.9)}$$

здесь

$$T = \sqrt{\frac{T_1T_2}{k_{oc}}}; \quad \zeta = \frac{T_2}{2\sqrt{T_1T_2k_{oc}}}; \quad k = \frac{k_1}{k_{oc}},$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;

T_2 — постоянная времени сервомотора;

k_1 и k_{oc} — коэффициенты усиления измерительного устройства и обратной связи.

Пропорциональные пневматические регуляторы нередко выполняются с односопловым струйным усилителем (фиг. III.2,*а*) и подпружиненным сервомотором мембранного или поршневого типа. В таком исполнении эти регуляторы используются, например, в качестве командных устройств или главных регуляторов, служащих при регулировании сложных объектов для одновре-

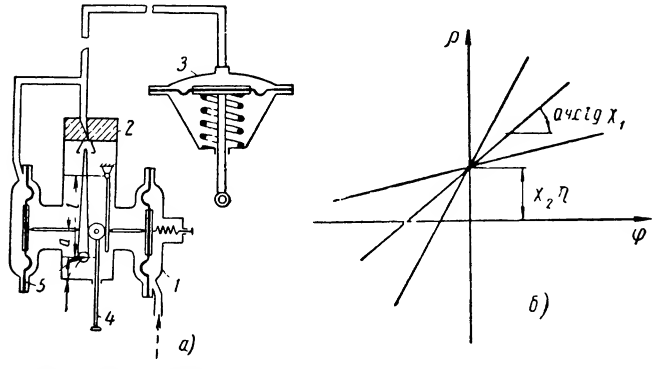
менной передачи управляющего сигнала на несколько исполнительных устройств. Статическая характеристика регулятора приведена на фиг. III.2,*б*. Уравнение статики регулятора с учетом корректора может быть записано в виде

$$\rho = \varkappa_1 \varphi + \varkappa_2 \eta,$$

где

$$\varkappa_1 = \frac{F_м H_0 b\,(l - x)}{a \cdot x}; \quad \varkappa_2 = \frac{c y_0 b\,(l - x)}{ax};$$

$$\rho = \frac{\Delta p}{p_0}; \quad \varphi = \frac{\Delta H}{H_0}; \quad \eta = \frac{\Delta y}{y_0}.$$



Фиг. III.2. Пневматический регулятор с односопловым струйным усилителем:

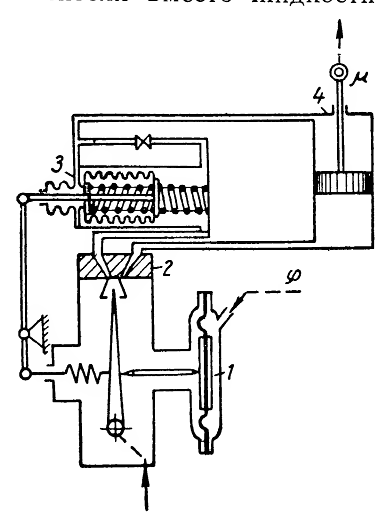
а — схема регулятора: *1* — измерительное устройство, *2* — усилитель; *3* — сервомотор; *4* — корректор; *5* — мембрана обратной связи; *б* — статическая характеристика регулятора: φ — регулируемый параметр; ρ — давление на выходе усилителя; η — положение корректора; $\varkappa_1$ — коэффициент усиления.

С учетом запаздывания в соединительном трубопроводе передаточная функция регулятора приближенно может быть представлена в виде

$$W(s) = \frac{k e^{-\tau s}}{T_c s + 1}. \qquad (III.10)$$

Пропорционально-интегрирующие и пропорционально-дифференцирующие регуляторы с пневматическими струйными усилителями, схемы которых напоминают соответствующие схемы гидравлических регуляторов, отличаются от последних лишь конструкцией. В пневматических изодромах поршневые устройства обычно заменяются на мембранные или сильфонные конструкции, что уменьшает величину трения в этих устройствах и массу подвижных частей. На фиг. III.3 изображена возможная схема пропорционально-интегрирующего регулятора. Статические характеристики этих регуляторов подобны характеристикам соответствующих гидравлических регуляторов. Частотные

характеристики по своему виду также подобны частотным характеристикам пропорционально-интегрирующих гидравлических регуляторов (фиг. II.17,*б*) с тем лишь отличием, что полоса пропускания у пневматических регуляторов несколько шире. Это объясняется несколько меньшим влиянием инерционных сил и сил, пропорциональных скорости движения элементов регуляторов, так как в качестве энергоносителя вместо жидкости используется воздух (газ). Следует отметить, что наиболее эффективным средством обеспечения требуемой характеристики пневматического регулятора, не только пропорционального, интегрирующего, но и более сложных типов, являются рационально спроектированные пневматические обратные связи. В качестве примера применения такой обратной связи рассмотрим схему пневматического пропорционально-интегрирующего регулятора, приведенную на фиг. III.4 *а*. В этом примере пневматическая обратная связь образована с помощью дополнительной небольшой струйной трубки, которая управляется от штока сервомотора. В системе трубопровода обратной связи предусматриваются емкость и сопротивление, величина которого может изменяться. Рассматривая измерительное устройство (с учетом импульсного трубопровода) как апериодическое звено первого порядка и пренебрегая инерционностью усилителя, получим для передаточной функции регулятора следующее выражение (при $T_3 \approx 0$):



Фиг. III.3. Схема пропорционально-интегрирующего пневматического регулятора:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — изодромное устройство; *4* — сервомотор; φ — регулируемый параметр; μ — координата сервомотора.

$$W(s) = \frac{k(T_4 s + 1)}{s(T^2 s^2 + 2\varsigma T s + 1)(T_1 s + 1)}, \qquad \text{(III.11)}$$

где

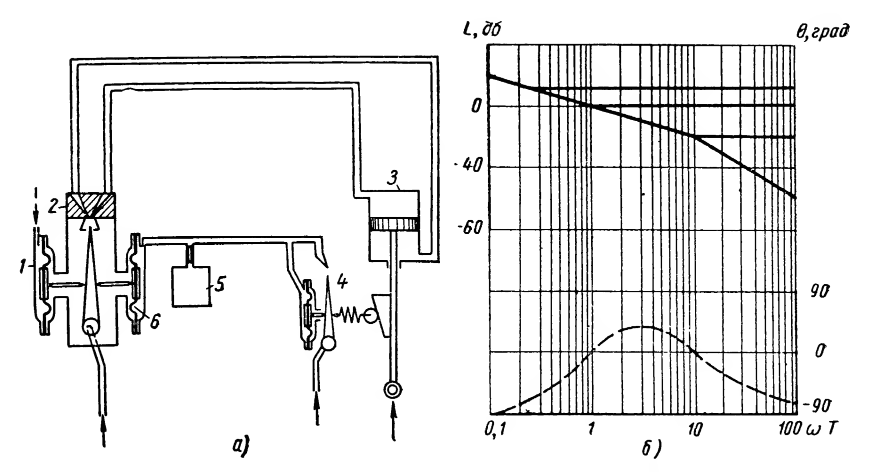
$$T = \sqrt{\frac{T_2 T_4}{1 + k_{oc}}}; \quad \zeta = \frac{T_2 + T_4}{2\sqrt{T_2 T_4 (1 + k_{oc})}};$$

T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_2 — постоянная времени сервомотора;
T_3 — постоянная времени местной обратной связи вспомогательной струйной трубки;

T_4 — постоянная времени емкости в цепи обратной связи регулятора;

k_{oc} — коэффициент обратной связи.

Примерные частотные характеристики этого регулятора показаны на фиг. III.4,*б*. При достаточно большом значении коэф-



Фиг. III.4. Пневматический регулятор с инерционной пневматической связью: *а* — схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор; *4* — вспомогательный усилитель; *5* — емкость в цепи обратной связи; *6* — мембрана обратной связи; *б* — частотные характеристики регулятора при $k = 1$.

фициента k_{oc} выражение для передаточной функции может быть записано в виде

$$W'(s) = \frac{k'(T_4 s + 1)}{s(T_1 s + 1)}. \qquad \text{(III.12)}$$

При надлежащем выборе постоянной времени обратной связи T_4 регулятор на рабочем диапазоне частот будет работать с требуемым опережением и достаточно высоким быстродействием. Подобные схемы обратной связи особенно целесообразно применять в пневматических регуляторах с двухкаскадными усилителями, во втором каскаде которых используется золотник. В то же время следует отметить, что применение в подобных регуляторах различных дроссельных устройств на входе в измерительное устройство, служащих фильтром высших частот, значительно увеличивает инерционность системы. Достигаемое при этом некоторое увеличение коэффициента при первой производной в характеристическом уравнении регулятора совершенно несравнимо с тем эффектом, который может быть получен с помощью инерционных пневматических обратных связей.

Пропорционально-дифференцирующие регуляторы со струйными усилителями могут быть осуществлены в различных вариантах, напоминающих по своим схемам описанные выше гид-

равлические струйные регуляторы этого типа. Возможные схемы двух вариантов такого регулятора изображены на фиг. III.5. Пренебрегая инерционностью измерительного устройства *1* и выходного сервомотора *4* передаточную функцию регулятора (фиг. III.5) можно в линейном приближении записать в следующем виде:

$$W(s) = k_1[W_2(s) + k_3], \qquad (III.13)$$

где

$$W_2(s) = \frac{k_2(\tau_1 s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} = \frac{k_2}{\tau_2 s + 1} \qquad (III.14)$$

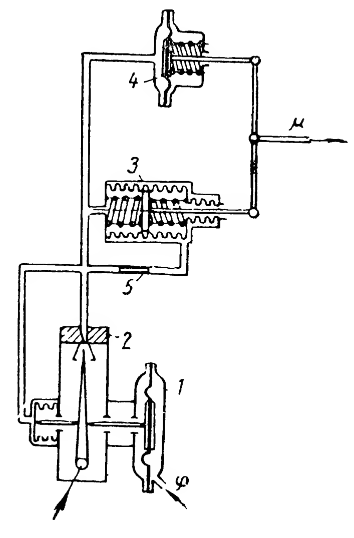
передаточная функция дифференциатора *3*. После преобразований выражения (III.13) получим передаточную функцию рассматриваемого регулятора

$$W(s) = \frac{k(\tau s + 1)}{\tau_2 s + 1},$$

где

$$\tau = \frac{k_3}{k_2 + k_3}\tau_2;$$

$$k = k_1(k_2 + k_3);$$



Фиг. III.5. Схема пропорционально-дифференцирующего пневматического регулятора с односопловым струйным усилителем:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — дифференцирующее устройство; *4* — сервомотор; *5* — дроссель.

k_1 и k_2 — коэффициенты усиления измерительного устройства и сервомотора.

Для варианта пропорционально-дифференцирующего регулятора, изображенного на фиг. III.5, отличающегося инерционной пневматической обратной связью, передаточная функция может быть записана в виде

$$W(s) = \frac{k(\tau s + 1)}{T^2 s^2 + 2\varsigma T s + 1}; \qquad (III.15)$$

здесь

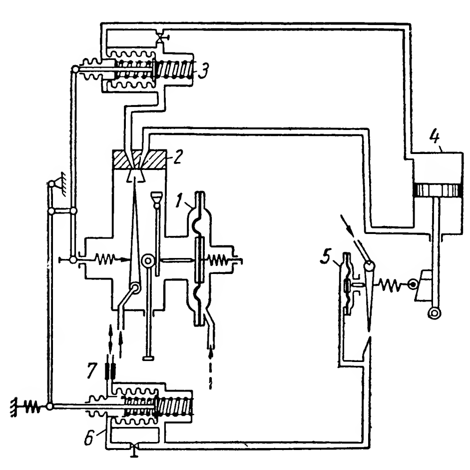
$$T = \sqrt{\frac{T_c \tau}{k_1 k_{oc}}}; \quad \varsigma = \frac{T_c + k_1 k_{oc}\tau_1}{2\sqrt{\frac{T_c \tau}{k_1 k_{oc}}}}; \quad \tau_1 = \frac{k_2}{k_2 + k_3}\tau_2; \quad k = \frac{1}{k_{oc}};$$

где T_c — постоянная времени сервомотора;

τ — постоянная времени пневматической обратной связи (инерционное звено первого порядка);

k_1 — коэффициент усиления усилителя;
k_2 — коэффициент усиления жесткой обратной связи;
k_3 — коэффициент усиления пневматической обратной связи.

Пропорционально-интегро-дифференцирующие регуляторы с пневматическими струйными усилителями могут быть построены в различных вариантах с использованием серийных элементов. Возможная схема регулятора этого типа приведена на фиг. III.6. Статические характеристики такого регулятора достаточно линейны на значительном диапазоне изменения регулируемой величины. В целом, однако, настройка параметров такого регулятора на объекте для достижения оптимального процесса регулирования является достаточно сложной. При работе в линейной области его передаточная функция приближенно может быть представлена выражением



Фиг. III.6. Схема пропорционально-интегро-дифференцирующего пневматического регулятора:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* и *6* — изодромные устройства; *4* — сервомотор; *5* — вспомогательный усилитель; *7* — дроссель.

$$W(s) = \frac{W_1(s)\, W_y(s)\, W_c(s)}{1 + W_y(s)\, W_c(s)\, [W_u(s) + W_{oc}(s)]}, \qquad (III.16)$$

где

$$W_y(s) = k_y; \quad W_c(s) = \frac{1}{T_c s};$$

$$W_u(s) = \frac{k_u T_u s}{(T_u s + 1)}; \quad W_{oc}(s) = \frac{k_{oc} T_{oc} s}{T_{oc} s + 1}. \qquad (III.17)$$

После подстановки значений передаточных функций элементов регулятора $W_y(s)$, $W_c(s)$, $W_u(s)$ и $W_{oc}(s)$ в выражение (III.16) получим передаточную функцию регулятора при $W_1(s) = 1$ в виде

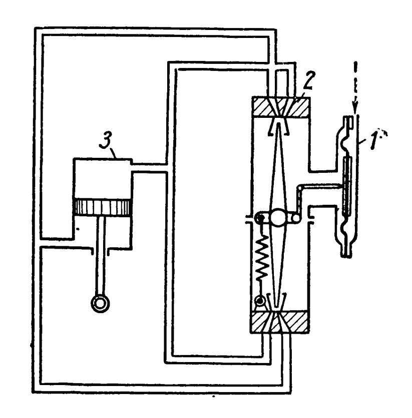
$$W(s) = \frac{k(\tau^2 s^2 + 2\varsigma_1 \tau s + 1)}{s(T^2 s^2 + 2\varsigma_2 T s + 1)}, \qquad (III.18)$$

где

$$\tau = \sqrt{T_u T_{oc}}; \quad \zeta_1 = \frac{T_u + T_{oc}}{2\sqrt{T_u T_{oc}}}; \quad T = \sqrt{\frac{T_u T_{oc} T_c}{k_u T_u + k_{oc} T_{oc}}};$$

$$\zeta_2 = \frac{T_c (T_u + T_{oc}) + k_y T_u T_{oc} (k_u + k_{oc})}{2\sqrt{T_u T_{oc} T_c (k_u T_u + k_{oc} T_{oc})}}.$$

Варьируя при настройке регулятора значениями постоянных времени его обратных связей T_u и T_{oc}, а также величиной их коэффициентов усиления k_u и k_{oc}, можно в широких пределах изменять динамическую характеристику регулятора. Такой регулятор на заданной полосе рабочих частот может создавать, как видно из структуры его передаточной функции, опережение по фазе до 90°. Во многих типах пневматических регуляторов с однокаскадными струйными усилителями для повышения быстродействия можно применять струйные трубки двойного действия, как показано на фиг. III.7. При этом динамические свойства регуляторов те же, что и при нормальном одностороннем струйном усилителе.



Фиг. III.7. Схема пневматического интегрирующего регулятора со струйным усилителем двойного действия:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор.

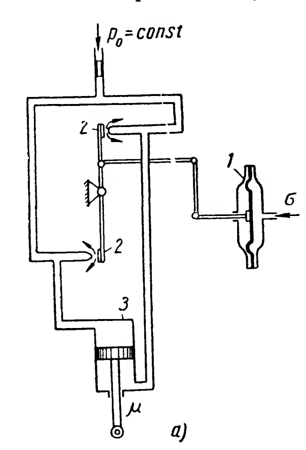
3. ДРОССЕЛЬНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С УСИЛИТЕЛЯМИ ТИПА СОПЛО-ЗАСЛОНКА

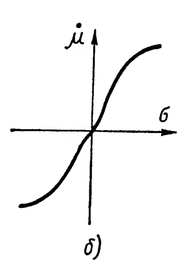
Существует весьма много различных конструкций пневматических регуляторов с усилителями типа сопло-заслонка. Эти регуляторы, отличаясь только конструктивным выполнением их элементов, также разделяются на указанные выше основные типы.

Интегрирующие регуляторы являются наиболее простыми по своей схеме. На фиг. III.8,*а* показана возможная схема интегрирующего регулятора с дифференциальным усилителем типа сопло-заслонка, а на фиг. III.8,*б* — его статическая характеристика. При условии пренебрежения массой подвижных частей измерительного устройства и усилителя передаточная функция этого регулятора для линейной части его статической характеристики будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)}. \qquad \text{(III.19)}$$

Пропорциональные регуляторы являются наиболее распространенными среди этого класса регуляторов. Схема такого регулятора приведена на фиг. III.9,*а*. Статические характеристики регуляторов этого типа близки к показанным на фиг. III.9 *б*. При использовании в схеме регулятора пневматической обратной связи, имеющей некоторую емкость, передаточная





Фиг. III.8. Пневматический интегрирующий регулятор с усилителем типа сопло-заслонка:

а — схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор; σ — регулируемый параметр; μ — координата сервомотора; *б* — статическая характеристика; σ — регулируемый параметр; $\dot{\mu}$ — производная координаты сервомотора.

функция регулятора в линейном приближении может быть записана в виде

$$W(s) = \frac{k(T_{oc}s + 1)\,e^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T'_{oc}s + 1)(T_c + 1)}. \qquad \text{(III.20)}$$

где $T' = \frac{T_{oc}}{kk_{oc}}$ — постоянная времени исполнительного устройства;

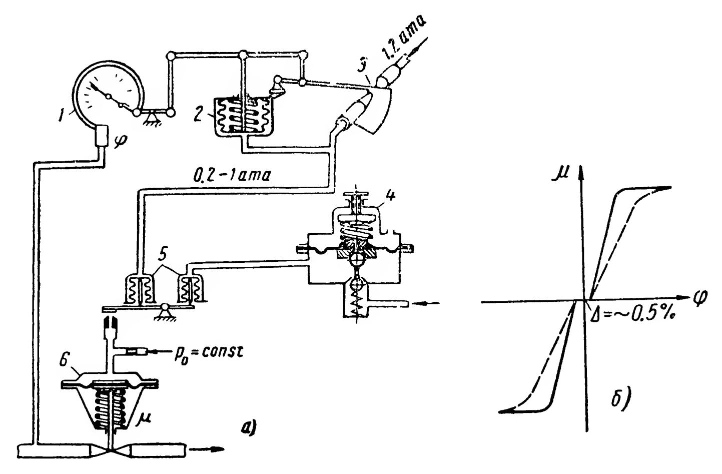
T_c — постоянная времени сервомотора;

T_{oc} — постоянная времени емкости в цепи обратной связи;

k и k_{oc} — коэффициенты усиления;

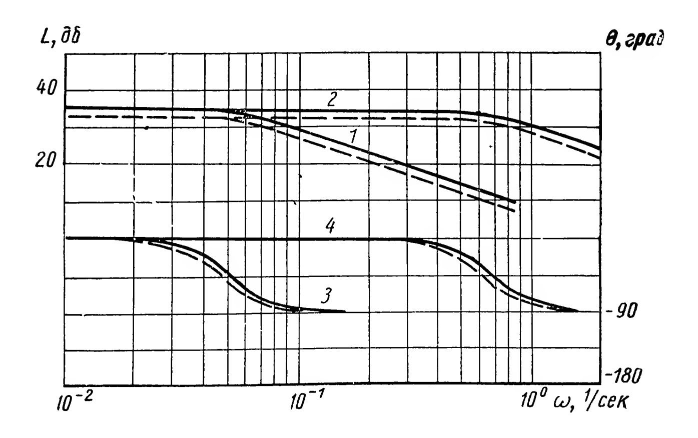
τ — запаздывание в пневматическом трубопроводе.

Примерные частотные характеристики для пропорционального регулятора с пневматической линией, вносящей запаздывание (в 1,5—2 *сек*), приведены на фиг. III.10. Существенной нелинейностью регуляторов этого типа является вид характеристики усилителя при значительном отклонении регулируемого параметра, а также некоторая неоднозначность характеристик сильфонно-пружинных элементов регулятора. На фиг. III.11 изображены схемы пропорциональных регуляторов, выполняемых с усилителем типа сопло-заслонка.



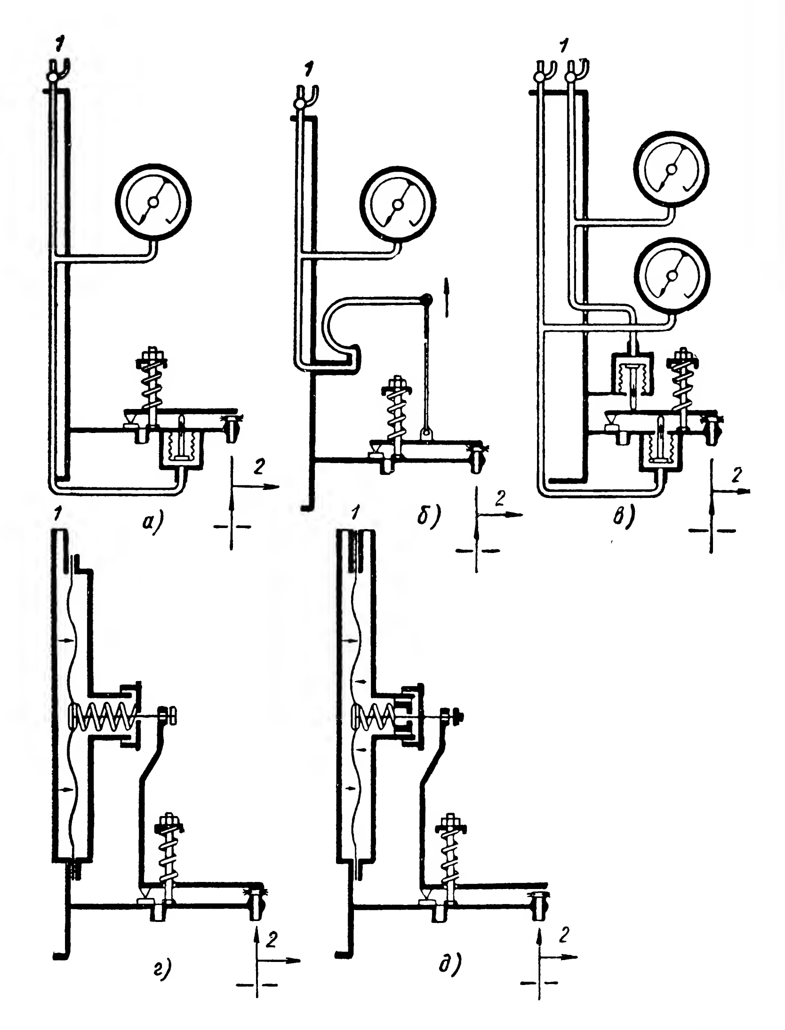
Фиг. III.9. Пропорциональный пневматический регулятор с усилителем типа сопло-заслонка:

а — схема регулятора; *1* — измерительное устройство, *2* — сильфон обратной связи; *3* — усилитель; *4* — задатчик; *5* — вторичный усилитель; *6* — сервомотор; *б* — статическая характеристика регулятора: φ и μ — регулируемый параметр и координата сервомотора; Δ — зона нечувствительности.



Фиг. III.10. Частотные характеристики пропорционального регулятора с пневматической линией, вносящей запаздывание:

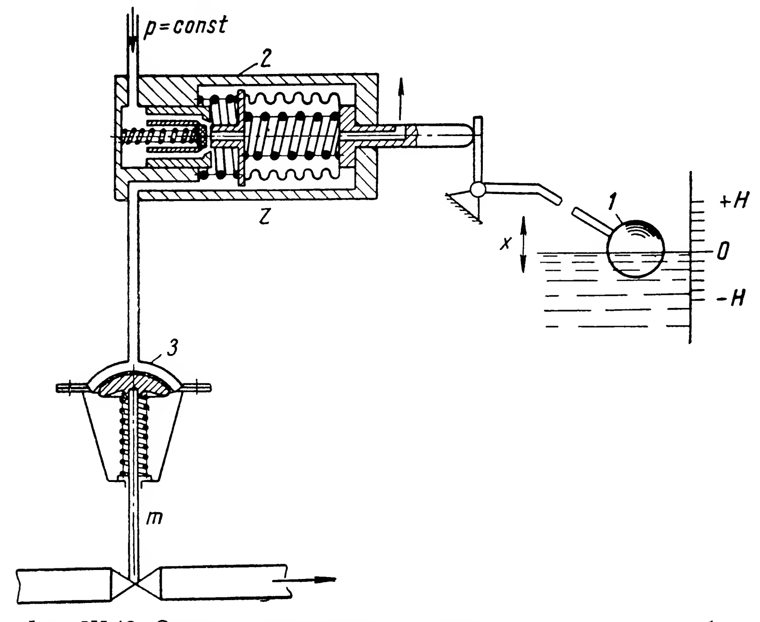
1 и *2* — амплитудные характеристики регулятора; *3* и *4* — фазовые характеристики при различных значениях постоянной времени сервомотора. Сплошные кривые относятся к линейному регулятору, пунктирные — к регулятору с трением в сервомоторе при ширине петли 0,1 φ.



Фиг. III.-11. Схемы пневматических регуляторов фирмы «Арка» с усилителями типа сопло-заслонка:

а — регулятор давления с сильфоном; *б* — регулятор давления с пружиной Бурдона; *в* — дифференциальный регулятор с сильфонами; *г* — регулятор с мембраной; *д* — дифференциальный регулятор с мембраной; *1* — подвод регулируемого параметра; *2* — выход давления к сервомотору.

На фиг. III.12 приведена схема регулятора уровня РУП с пневматическим преобразовательно-усилительным устройством МПР-7. Этот регулятор имеет нелинейный усилитель, характе-



Фиг. III.12. Схема пневматического регулятора уровня с преобразовательно-усилительным устройством типа МПР-7:

1 — поплавок; *2* — МПР-7; *3* — сервомотор; *x* — изменение положения поплавка; *z* — положение поршенька пневмоусилителя; *m* — положение сервомотора; *H* — уровень.

ристика которого изображена на фиг. III.13,*а*. Уравнения движения элементов этого регулятора будут:

поплавка

$$\overline{M}\frac{d^2x}{dt^2} + k_y\frac{dx}{dt} = \mp \rho V_n(H);$$

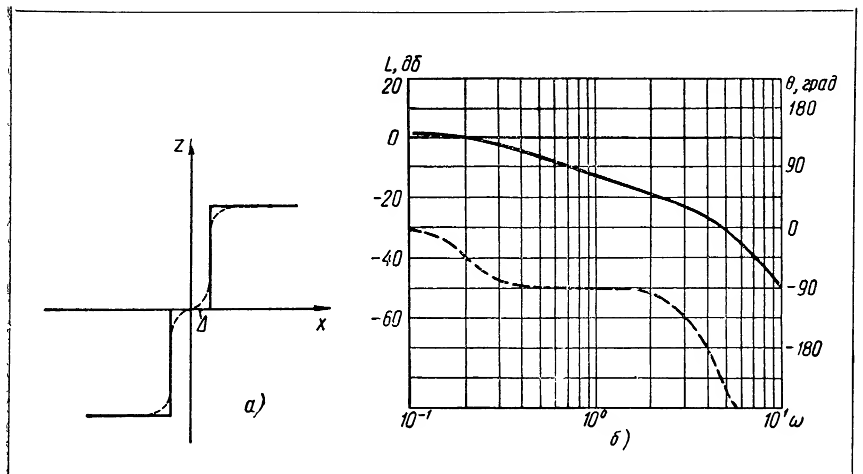
пневмоусилителя

$$T_y\frac{dz}{dt} + \Delta z = \psi_1(x);$$

сервомотора

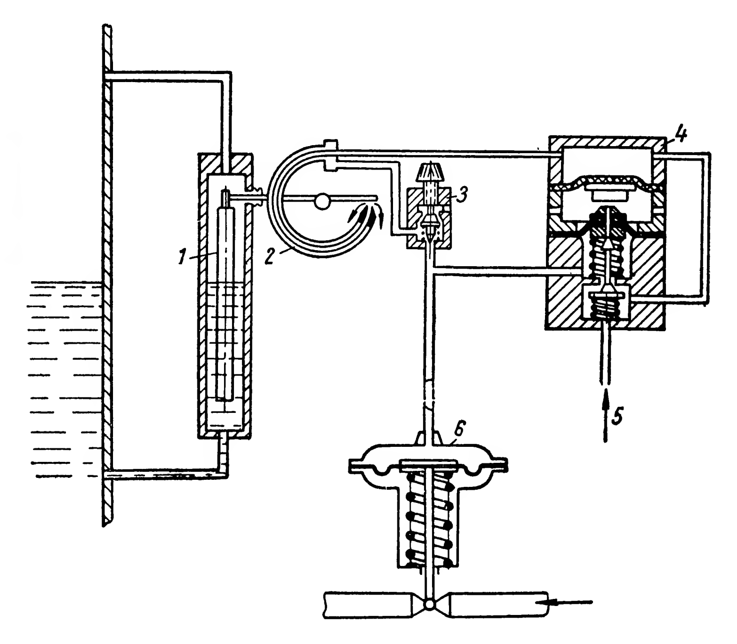
$$T_c\frac{dm}{dt} + \Delta m = \Delta z.$$

Примерные частотные характеристики регулятора приведены на фиг. III.13,*б*. Из характеристик видно, что этот регулятор не обладает достаточно высокими динамическими свойствами. Схема другого пневматического регулятора уровня типа РУКЦ-ШК [4] показана на фиг. III.14. Структурная схема регулятора при-



Фиг. III.13. Характеристики пневматического регулятора уровня с усилителем МПР-7:

а — статическая характеристика устройства МПР-7; *б* — частотные характеристики регулятора с усилителем МПР-7; *x* и *z* — входная и выходная величины.

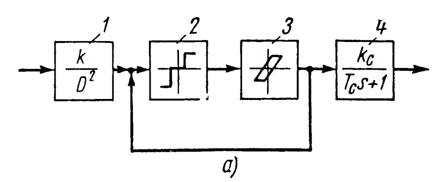


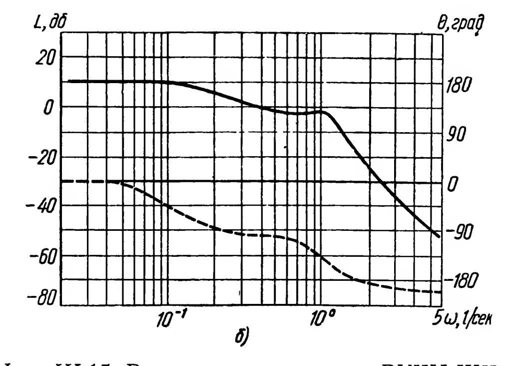
Фиг. III.14. Схема пневматического регулятора уровня типа РУКЦ-ШК:

1 — поплавок, *2* — сопло с пружиной обратной связи; *3* — дроссель; *4* — вторичный усилитель; *5* — подвод давления; *6* — сервомотор.

ведена на фиг. III.15,*а*. С учетом нелинейности в усилителе частотные характеристики регуляторов изображены на фиг. III.15,*б*.

Пропорционально-интегрирующие регуляторы осуществляют более сложный закон регулирования, который может быть представлен одновременно пропорциональной и интегрирующей





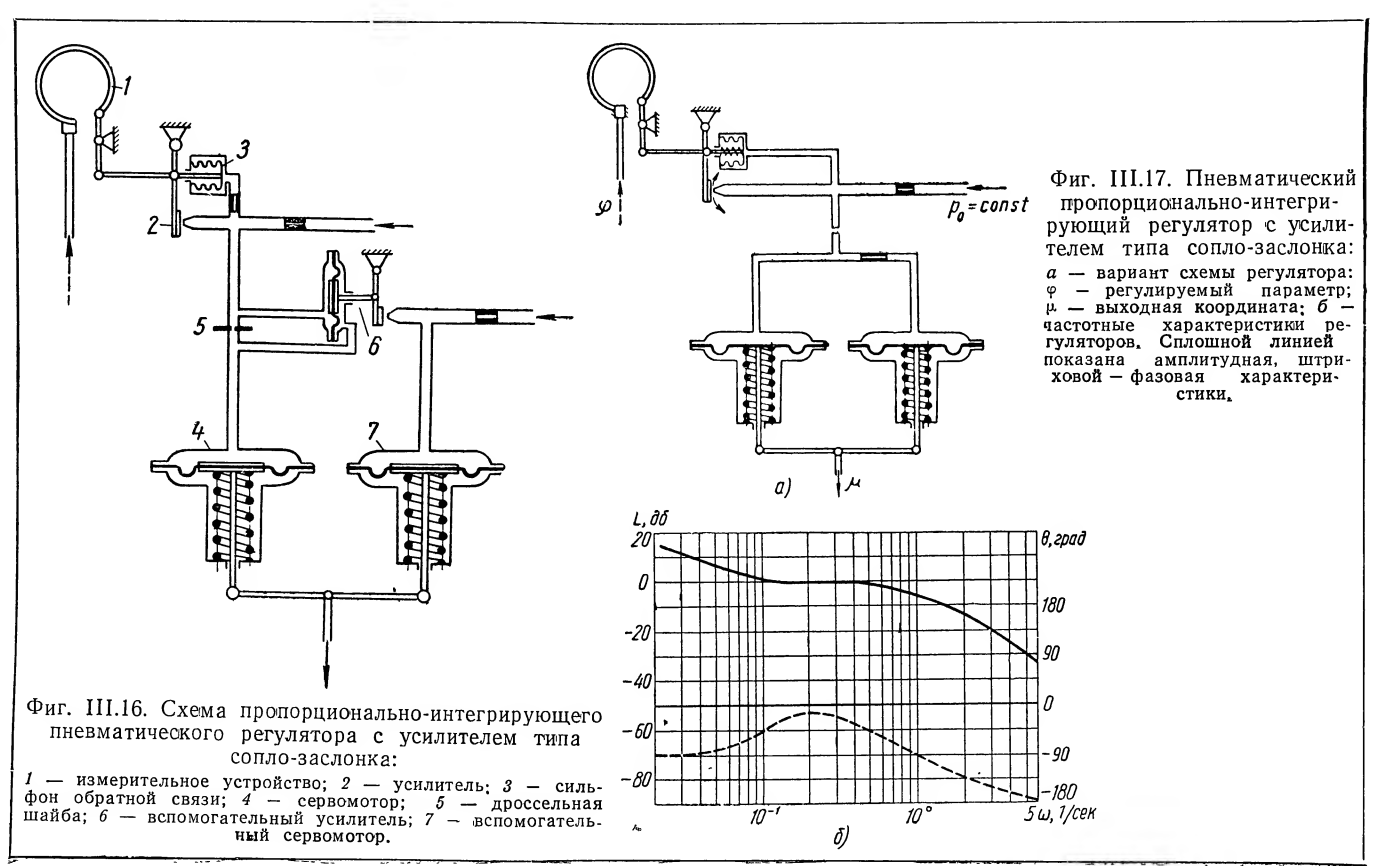
Фиг. III.15. Регулятор уровня типа РУКЦ-ШК:
а — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* и *3* — первый и второй каскады усиления, *4* — сервомотор, *k* — коэффициент усиления; T_c — постоянная времени сервомотора; *б* — частотные характеристики регулятора с учетом нелинейностей.

функциями. На фиг. III.16 приведена возможная схема пропорционально-интегрирующего регулятора с мембранным подпружиненным сервомотором. Вторая мембрана осуществляет интегральную составляющую закона регулирования (при малой жесткости пружины). Другой вариант регулятора этого типа показан на фиг. III.17. Этот регулятор осуществляет указанный закон регулирования только в том случае, если объем пневматической цепи обратной связи пренебрежимо мал. Передаточные функции регуляторов (фиг. III.16 и III.17,*а*), если не учитывать возможных нелинейностей, можно приближенно записать в виде

$$W(s) = \frac{k(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T' s + 1)}, \qquad \text{(III. 21)}$$

Примерные частотные характеристики этих регуляторов показаны на фиг. III.17,*б*.

Пропорционально-дифференцирующие регуляторы осуществляют закон регулирования, определяемый двумя составляющи-



Фиг. III.16. Схема пропорционально-интегрирующего пневматического регулятора с усилителем типа сопло-заслонка:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сильфон обратной связи; *4* — сервомотор; *5* — дроссельная шайба; *6* — вспомогательный усилитель; *7* — вспомогательный сервомотор.

Фиг. III.17. Пневматический пропорционально-интегрирующий регулятор с усилителем типа сопло-заслонка:

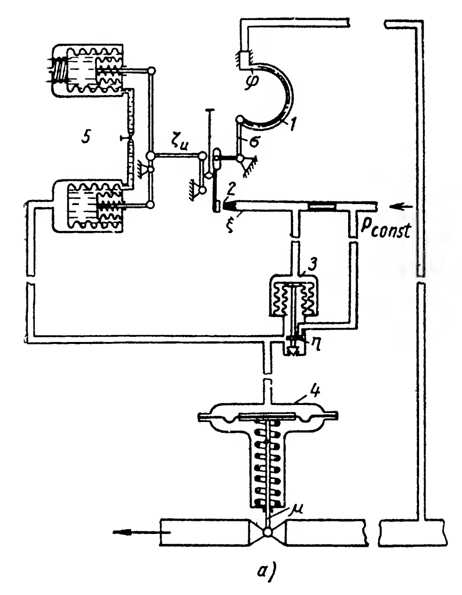
а — вариант схемы регулятора: φ — регулируемый параметр; μ — выходная координата; *б* — частотные характеристики регуляторов. Сплошной линией показана амплитудная, штриховой — фазовая характеристики.

ми: пропорциональной отклонению регулируемой величины и производной от этого отклонения. Схема одного из распространенных регуляторов этого типа приведена на фиг. III.18,*а*. Структурная схема регулятора изображена на фиг. III.18,*б*. Принимая, что регулятор работает в линейном режиме, уравнения движения его элементов можно записать в следующем виде:

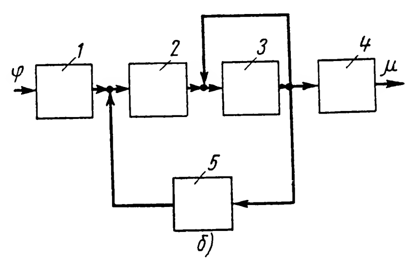
измерительного устройства . . . . $(T_1\ s+1)\ \sigma = k_1\ \varphi$;
усилителя сопло-заслонка . . . . $\xi = \sigma - \zeta_u$;
сильфонного усилителя второго каскада . . . . . . $(T_2\ s+1)\ \eta = k_2\ \xi$;
изодрома . . . . $(T_u\ s+1)\zeta_u = k_u T_u s\ \eta$;
сервомотора . . . . $(T_3\ s+1)\ \mu = k_3\ \zeta_u$.

На основании этих уравнений запишем передаточную функцию этого регулятора в виде

$$W(s) = \frac{k(T_n s+1)}{(T_1 s+1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)(T_3 s+1)}\ . \qquad \text{(III. 22)}$$



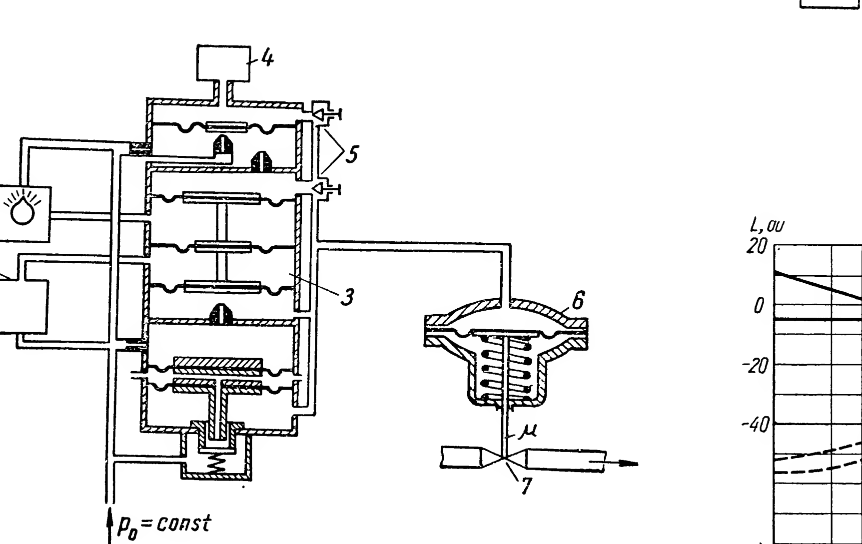
При достаточно малой степени неравномерности подпружиненного сервомотора регулятор (фиг. III.18) приближенно будет осуществлять пропорционально-интегрирующий закон регулирования с передаточной функцией вида (III.21).



Фиг. III.18. Пропорционально-дифференцирующий пневматический регулятор с усилителем типа сопло-заслонка:

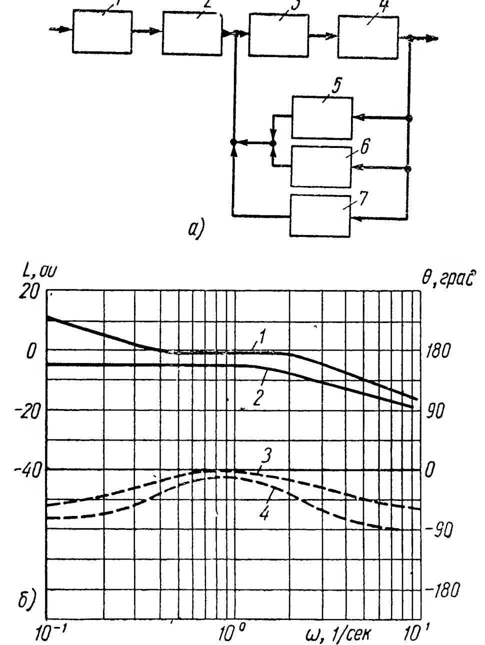
а — схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — вторичный усилитель; *4* — сервомотор; *5* — изодромное устройство; *б* — структурная схема пропорционально-дифференцирующего пневматического регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — первичный усилитель; *3* — вторичный усилитель, *4* — сервомотор; *5* — изодромное устройство.

К числу регуляторов, осуществляющих сложный закон регулирования и допускающих путем смены взаимозаменяемых блоков сборку новых регуляторов по нескольким типовым структурным схемам, относятся регуляторы агрегатной пневматической системы АУС ЦЛА. Эти регуляторы выпускаются в



Фиг. III.19. Схема пропорционально-интегрирующего регулятора типа АУС-РПИ:

1 — пневматический датчик, *2* — задатчик; *3* — суммирующий блок с усилителем; *4* — емкость; 5 — интегрирующий дроссель; *6* — сервомотор; *7* — регулирующий орган; φ и μ — регулируемый параметр и координата сервомотора.



Фиг. III.20. Пропорционально-интегрирующий регулятор:

а — структурная схема: *1* — измерительное устройство; *2* — блок сравнения; *3* — усилитель; *4* — сервомотор; *5* — положительная жесткая обратная связь; *6* — интегральный блок; *7* — отрицательная жесткая обратная связь; *б* — примерные частотные характеристики регулятора АУС-РПИ: *1* и *2* — амплитудные; *3* и *4* — фазовые. Характеристики *1*, *3* и *2*, *4* соответствуют разным настройкам регулятора.

нескольких модификациях, в основном двух типов: пропорционально-интегрирующие и пропорционально-дифференцирующие. Регуляторы рассчитаны на рабочее давление воздуха от 0,1 до 1,8 *кГ/см*². Принципиальная схема пропорционально-интегрирующего регулятора РПИ представлена на фиг. III.19. При отклонении регулируемого параметра от заданного значения изменяется положение мембраны суммирующего блока; вследствие этого изменяется давление на мембране усилителя-преобразователя и давление воздуха на его выходе. Последнее воздействует на мембраны суммирующего блока, уравновешивая перепад, возникший при отклонении регулируемого параметра. Этим осуществляется действие жесткой обратной связи. Перепад давлений, воздействующий на мембраны суммирующего блока сверху, осуществляет действие дополнительного сигнала, равноценного положительной обратной связи. Эта связь противодействует отрицательной обратной связи во времени и тем самым обеспечивает требуемую интегрирующую характеристику регулятора. Согласно приведенной на фиг. III.20,*а* структурной схеме регулятора его передаточная функция может быть записана в виде

$$W(s) = \frac{k_p(\tau s + 1)}{s(T_\partial s + 1)(T's + 1)(T_c + 1)}, \qquad \text{(III. 23)}$$

где T_∂ — постоянная времени измерительного устройства с пневмодатчиком;

T_c — постоянная времени сервомотора;

$$T' = T_i/(1 - kk_y);$$

T_i — постоянная времени, определяемая интегрирующим дросселем;

k и k_y — коэффициенты усиления интегрирующего звена и пневмоусилителя;

τ — постоянная времени, эквивалентная по дифференцирующему эффекту обратной связи регулятора;

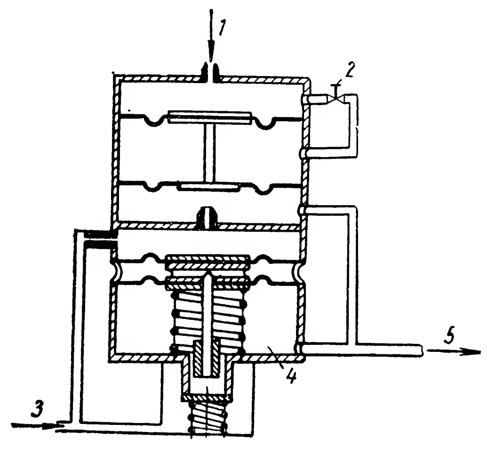
$$k_p = k_y \cdot k/(1 - kk_y).$$

На фиг. III.20,*б* приведены примерные частотные характеристики пропорционально-интегрирующих регуляторов.

Пропорционально-дифференцирующие регуляторы предназначены для осуществления пропорционально-дифференцирующего закона регулирования. На фиг. III.21 приведен регулятор ЭП. Сигнал давления воздуха, вырабатываемый измерительным устройством, поступает в верхнюю камеру блока регулятора, воздействуя на дифференцирующую мембрану сверху. Одновременно через дроссель давление поступает в камеру под этой мембраной, чем осуществляется введение запаздывающей обратной связи. Полученный суммарный сигнал воздействует на выходное сопло камеры усилителя. Давление с выхода пневмоусилителя

поступает в исполнительный элемент регулятора, а также используется для образования жесткой обратной связи. Согласно структурной схеме, изображенной на фиг. III.21, *а*, пренебрегая малыми постоянными времени камер усилителя, передаточная функция регулятора, работающего в линейном режиме, может быть записана следующим образом:

$$W(s) = \frac{k(T_{oc}s + 1)}{T_1^2 s^2 + 2\zeta T_1 s + 1}, \qquad \text{(III. 24)}$$



Фиг. III.21. Схема пневматического пропорционально-дифференцирующего регулятора АУС-ЭП: *1* — входной сигнал; *2* — дифференцирующий дроссель; *3* — питание воздухом; *4* — усилитель; *5* — выход.

где k — общий коэффициент усиления;

T_{oc} и k_{oc} — постоянная времени и коэффициент усиления камеры обратной связи;

$$T_1 = TT_{oc}/(1 + k_1 k_{oc});$$

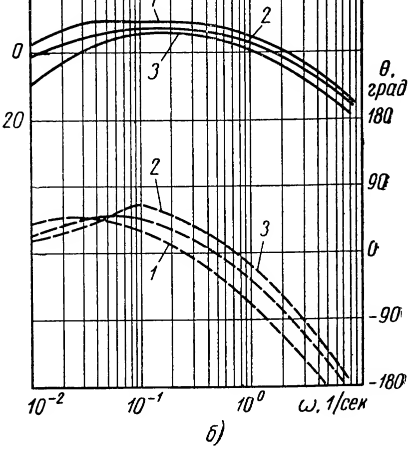
T и k_1 — постоянная времени и коэффициент усиления верхней камеры дифференцирующего блока.

Примерные частотные характеристики регулятора пропорционально-дифференцирующего типа приведены на фиг. III. 22, *б*. Как уже указывалось, регуляторы пропорционально-дифференцирующего типа применяются главным образом как вспомогательные в дополнение к регуляторам других основных типов с целью улучшения динамических характеристик систем регулирования. Как следует из фиг. III. 22, *б*, регуляторы типа ПД могут обеспечить на требуемом диапазоне частот положительный сдвиг фаз до 25—30°. На фиг. III. 23 изображена схема пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора из серии АУС. Этот регулятор собирается из типовых взаимозаменяемых блоков и в зависимости от структурной схемы допускает осуществление того или другого требуемого закона регулирования (П, И, ПИ или ПИД). Особенностью этих регуляторов является широкий диапазон (от 0 до 1000%) зоны пропорциональности и малая ста-

тическая ошибка. Принцип действия регулятора основан на сравнении пневматических сигналов (давлений) преобразующих элементов.

При высокой точности (нечувствительность 0,05% от полного значения входного сигнала) этот регулятор имеет широкий диапазон настройки параметров: время изодрома от 3 *сек* до 100 *мин*, степень обратной связи от 10 до 250%, время предварения от 0,05 до 10 *мин*.

Для линейного режима работы регулятора, характеризуемого некоторым предельным значением скорости изменения регулируемого параметра, передаточная функция регулятора будет иметь вид



а)

Фиг. III.22. Регуляторы АУС-ЭП:

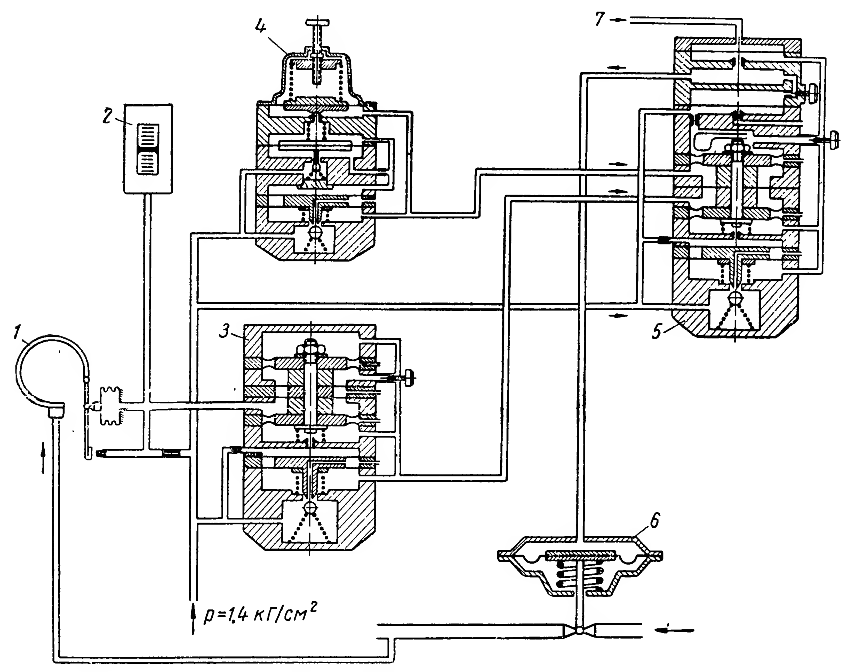
а — структурная схема: *1* — дифференцирующий блок; *2* — обратная связь; *3* — камера усилителя; *4* — обратная связь усилителя; *б* — частотные характеристики пневматического регулятора. Сплошной линией показаны амплитудные, штриховыми — фазовые характеристики: *1* — при постоянной времени $T_{oc} = 100$ *сек*; *2* — при $T_{oc} = 50$ *сек*; *3* — при $T_{oc} = 10$ *сек*.

$$W(s) = \frac{k(T_4 s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_p^2 s^2 + 2\zeta T_p s + 1)(T_4 s + 1)}, \quad \text{(III. 25)}$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_u — постоянная времени изодрома;
T_p — эквивалентная постоянная времени блока регулятора, включая усилитель и обратную связь;
T_4 — постоянная времени сервомотора.

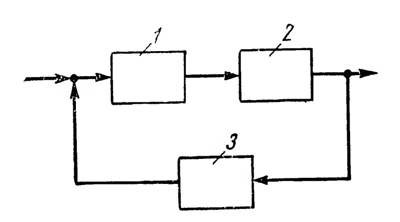
Таким образом, рассматриваемый регулятор, строго говоря, является статическим. На практике величину статизма таких регуляторов выбирают достаточно малой, с тем чтобы неравномерность регулирования не выходила из требуемого допуска по точности. Для обеспечения строго интегрирующего действия пневматических регуляторов в них можно применять также интегрирующие, например двухмембранные, и другие сервомоторы. В этом случае для управления сервомотором целесообразно применять вторичный усилитель мощности (позиционер), образуе-

мый из тех же типовых элементов регулятора — преобразователя и усилителя. Этот вторичный усилитель может осуществлять управление сервомотором либо по пропорциональному, либо по



Фиг. III.23. Схема пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора АУС:

1 — измерительное устройство; 2 — указатель; 3 — блок предварения; 4 — дистанционный задатчик; 5 — регулирующий блок; 6 — сервомотор; 7 — к выключающему реле.



Фиг. III.24. Структурная схема вторичного усилителя с сервомотором:

1 — преобразователь-усилитель; 2 — сервомотор; 3 — обратная связь.

интегральному законам. Структурная схема подобного усилителя с сервомотором показана на фиг. III.24. Принципиальная схема одного из пневматических регуляторов описываемой конструкции с интегральным законом регулирования приведена на фиг. III.25.

В линейном приближении передаточная функция сервомеханизма интегрального управления согласно фиг. III.24 будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k_c\,(T_{u_2}s+1)}{s\left(T_u^1 s+1\right)}, \qquad \text{(III. 26)}$$

где

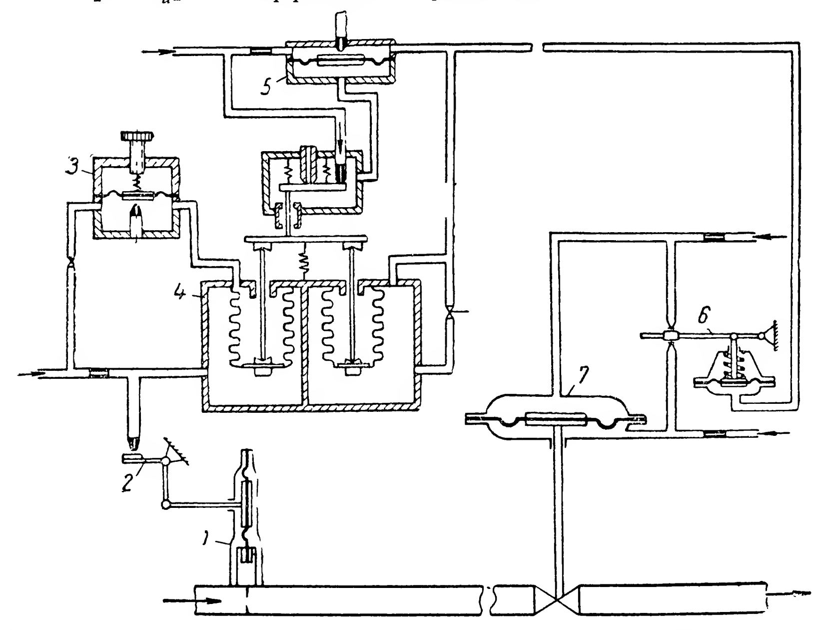
$$k_c = \frac{k_1}{T_c\,(1 + k_1 k_2 T_{u_2})}\,; \quad T'_u = \frac{T_u}{1 + k_1 k_{u_2} T_{u_2}}\,;$$

здесь T_1 — постоянная времени преобразователя-усилителя;

T_c — постоянная времени сервомотора;

T_{u2} — постоянная времени изодромного выключателя;

k_1 и k_{u2} — коэффициенты усиления.



Фиг. III.25. Схема пневматического пропорционально-интегрирующего регулятора с интегрирующим сервомотором:

1 — измерительное устройство; 2 — усилитель; 3 — задатчик; 4 — преобразователь; 5 — первичный усилитель; 6 — вторичный усилитель; 7 — исполнительный сервомотор.

Передаточная функция для регулятора в целом будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k\,(T_4 s + 1)}{s\,(T_1 s + 1)\,(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)\,(T_5 s + 1)}\,; \qquad \text{(III. 27)}$$

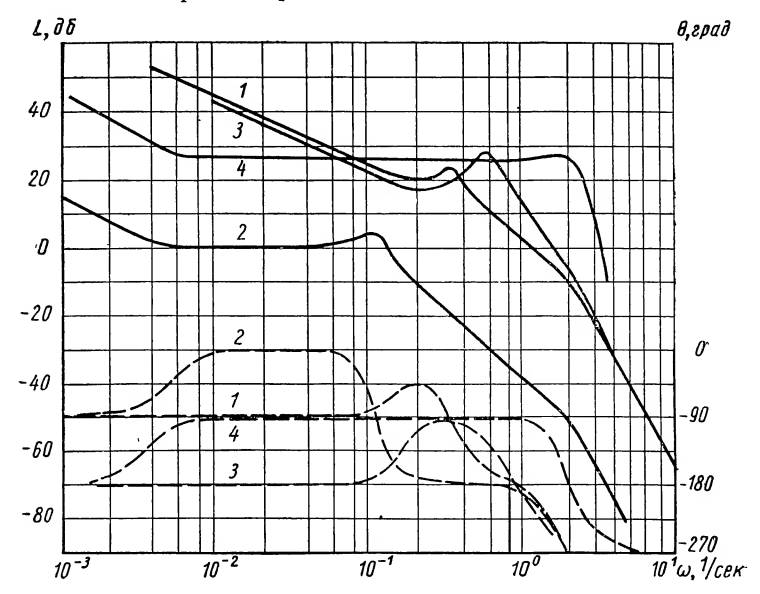
где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;

T_5 — постоянная времени усилителя мощности второго каскада;

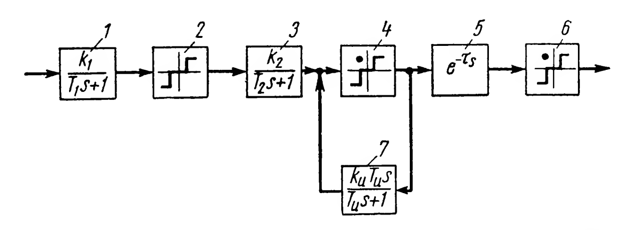
k — коэффициент усиления регулятора.

Примерные частотные характеристики рассматриваемого регулятора приведены на фиг. III. 26. При больших отклонениях регулируемой величины, что может иметь место, например, в объ-

ектах с малой постоянной времени при значительных возмущениях либо в аварийных случаях, данные регуляторы могут перейти в нелинейный режим работы. В этом случае на процессе ре-



Фиг. III.26. Логарифмические частотные характеристики пропорционально-интегрирующего регулятора (фиг. III.25) (сплошными линиями показаны амплитудные, штриховыми — фазовые характеристики: *1* — для линейного регулятора при $T_и = 6$ *сек*, $T_c = 10$ *сек*; *2* — то же при $T_и = 180$ *сек*, $T_c = 100$ *сек*; *3* и *4* — то же с учетом нелинейностей соответственно для $T_и = 6$ и $T_и = 180$ *сек*.



Фиг. III.27. Структурная схема регулятора (фиг. III.25) с учетом нелинейностей:

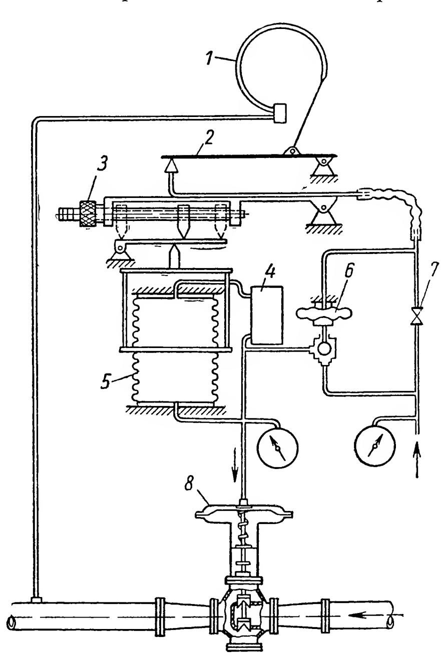
1 — измерительное устройство; *2* — первичный усилитель; *3* — преобразователь; *4* — первичный усилитель мощности; *5* — трубопровод; *6* — сервомотор с вторичным усилителем; *7* — изодромная обратная связь.

гулирования будут сказываться такие нелинейности, как например близкая к релейной характеристика усилителей, а также возможный гистерезис преобразователей с сильфонами. Приближенная структурная схема рассматриваемого регулятора с учетом основных нелинейностей приведена на фиг. III. 27. Возмож-

ные частотные характеристики регулятора, соответствующего этой схеме [практически наиболее вероятный случай при больших отклонениях $\left(\frac{d\varphi}{dt} \gg a\right)$], изображены на фиг. 26 в виде кривых *3* и *4*. Из рассмотрения этих кривых следует, что наличие нелинейностей в регуляторе ухудшает его динамические характеристики. При этом рабочий диапазон частот регулятора при работе в линейном режиме значительно сокращается. Некоторого расширения полосы пропускания частот регулятора можно добиться только за счет уменьшения его коэффициента усиления.

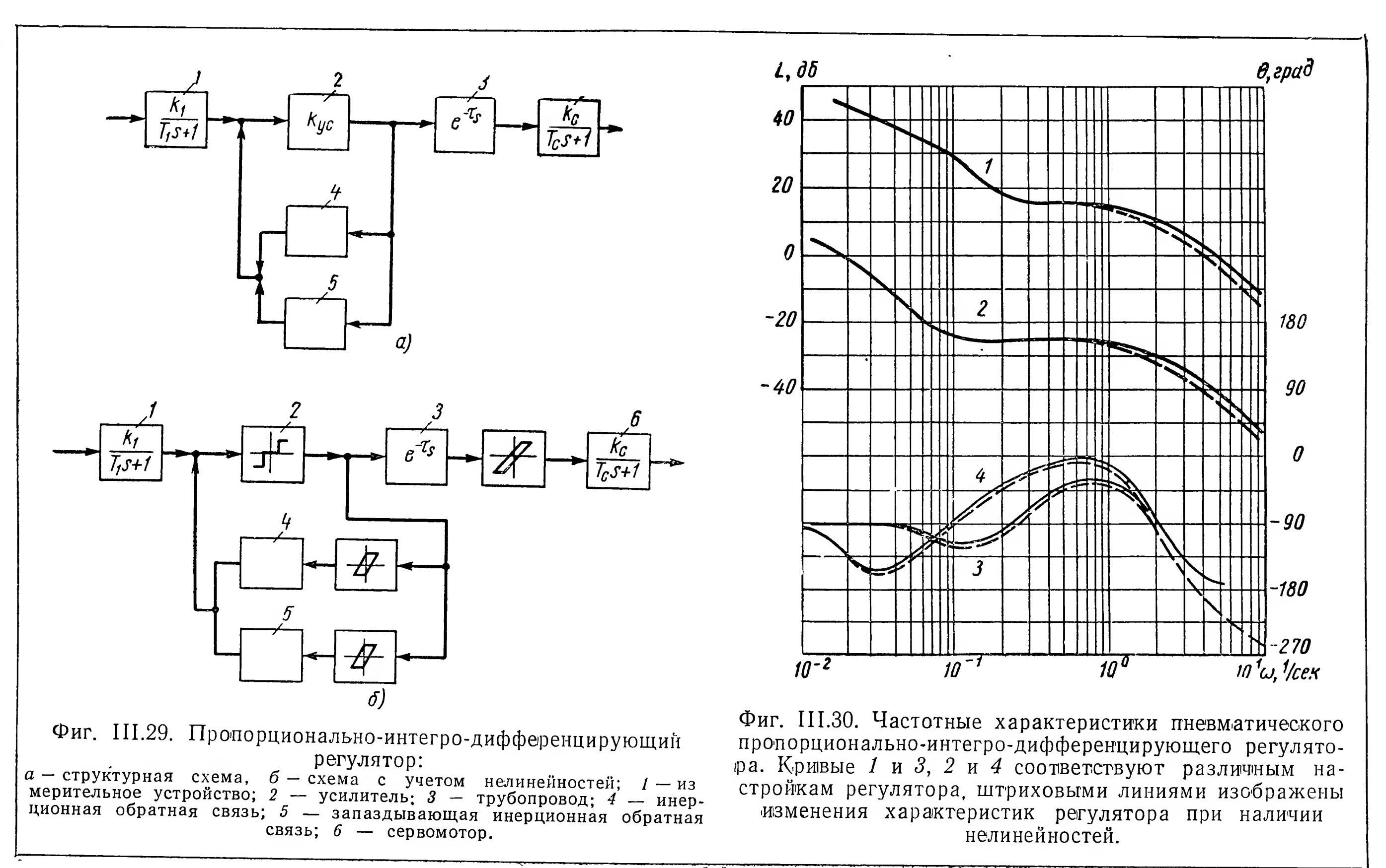
Пропорционально-интегро-дифференцирующие регуляторы применяются для тех объектов, в которых не удается получить требуемого по качеству процесса регулирования более простыми типами регуляторов.

Пропорционально-интегро-дифференцирующие регуляторы обычно создаются на базе пропорционально-интегрирующих регуляторов с добавлением дифференцирующего элемента. Эти регуляторы получили достаточно широкое распространение в промышленности ввиду их универсальности, позволяющей осуществить любой из трех указанных основных законов регулирования. Из всего числа разнообразных конструкций ПИД-регуляторов укажем лишь на некоторые из них, являющиеся наиболее типичными для современного состояния пневматического регуляторостроения.



Фиг. III.28. Схема пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — первичный усилитель; *3* — узел настройки коэффициента усиления; *4* — емкость; *5* — запаздывающая обратная связь; *6* — вторичный усилитель; *7* — дроссель; *8* — сервомотор.

На фиг. III.28 изображена схема пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора давления. В указанном регуляторе действие интегрирующего звена состоит в том, что к отклонению сервомотора, пропорциональному изменению регулируемой величины, добавляется скорость перемещения сервомотора. Таким образом, отклонение сервомотора оказывается пропорциональным интегралу от отклонения регулируемой величины. Диф-



Фиг. III.29. Пропорционально-интегро-дифференцирующий регулятор:

а — структурная схема, *б* — схема с учетом нелинейностей; *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — трубопровод; *4* — инерционная обратная связь; *5* — запаздывающая инерционная обратная связь; *6* — сервомотор.

Фиг. III.30. Частотные характеристики пневматического пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора. Кривые *1* и *3*, *2* и *4* соответствуют различным настройкам регулятора, штриховыми линиями изображены изменения характеристик регулятора при наличии нелинейностей.

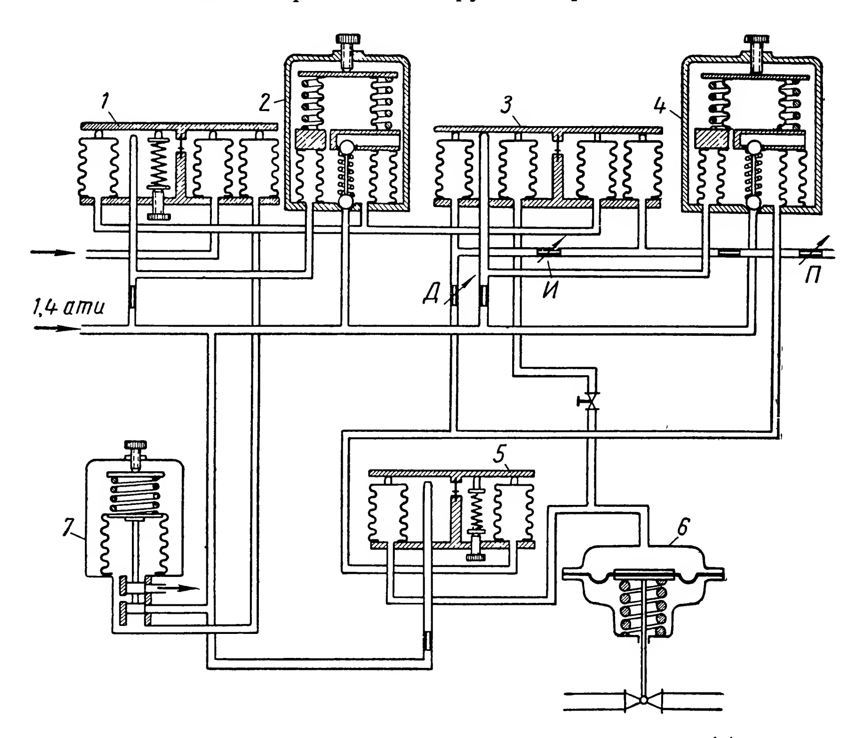
ференцирующий элемент создает дополнительное воздействие на выходную координату регулятора, пропорциональное производной от отклонения регулируемого параметра. Структурная схема описываемого регулятора для линейного режима его работы представлена на фиг. III. 29, *а*. Приближенная передаточная функция регулятора, соответствующая приведенной структурной схеме, будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k\left(k_4^1 s^2 + k_3^1 s + 1\right) e^{-\tau s}}{s\left(T_1 s + 1\right)\left(T_c^1 s + 1\right)}. \qquad \text{(III. 28)}$$

Возможные частотные характеристики этого регулятора для наиболее употребительных значений параметров регулятора приведены на фиг. III. 30. При работе регулятора в условиях больших отклонений и скоростей изменения регулируемого параметра могут существенно сказываться нелинейности в различных элементах регулятора. Структурная схема регулятора, составленная с учетом основных нелинейностей, которые могут иметь место в данном регуляторе, изображена на фиг. III.29, *б*. Полную частотную характеристику регулятора с учетом его нелинейностей можно построить на основе частотных характеристик его элементов — линейных и нелинейных. Полученная таким образом примерная частотная характеристика регулятора представлена на фиг. III. 30 пунктирными линиями.

На фиг. III. 31 изображена принципиальная схема другого регулятора этого типа. Регуляторы этой конструкции построены на принципе сравнения и компенсации сил. Основными элементами конструкции регулятора являются рычажный преобразователь (весы) с сильфонами, обеспечивающий большую точность сравнения сигналов, и пневматический усилитель мощности, в котором также используются сильфоны. В качестве измерительной системы и выходного датчика используется рычажный преобразователь. Для измерения абсолютных давлений в качестве чувствительного элемента применяется сильфон. Момент, создаваемый этим сильфоном, уравновешивается моментом от другого вакуумированного сильфона. Для измерения давлений свыше 2,5 *кГ/см*² применяется преобразователь с сильфоном, но без дополнительного вакуумированного сильфона. При давлениях свыше 2,5 *кГ/см*² применяют трубку Бурдона. Для измерения других физических величин применяются соответствующие преобразователи с однотипным выходным пневмодатчиком с диапазоном изменения давления воздуха от 0,2 до 1,0 *ати*. Регуляторы типа П, И, ПИ или ПИД получают в зависимости от надобности простым переключением. К этим регуляторам поставляются мембранные сервомоторы одностороннего либо двустороннего действия. Для повышения коэффициента усиления применяют вторичный усилитель мощности, устанавливаемый непосредственно на сервомоторе. Регуляторы этого типа допускают настрой-

ку диапазона пропорциональности в пределах от 10 до 300%, времени изодрома — от 0,1 до 30 *мин* и времени предварения — от 0,05 до 10 *мин*. Передаточная функция регулятора типа ПИД



Фиг. III.31. Схема пневматического пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора:

1 — преобразователь; *2* — первичный усилитель; *3* — преобразователь; *4* — вторичный усилитель; *5* — усилитель-преобразователь обратной связи; *6* — сервомотор; *7* — задатчик; *Д* — дифференцирующий дроссель; *И* — интегрирующий дроссель; *П* — пропорциональный дроссель

описываемой конструкции с учетом запаздывания в соединительном трубопроводе, будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k_p(as^2 + bs + 1)}{s(T_c s + 1)} W_1(s) e^{-\tau s}, \qquad (III.29)$$

где $W_1(s)$ — передаточная функция измерительного устройства

$a = T/T_u$;

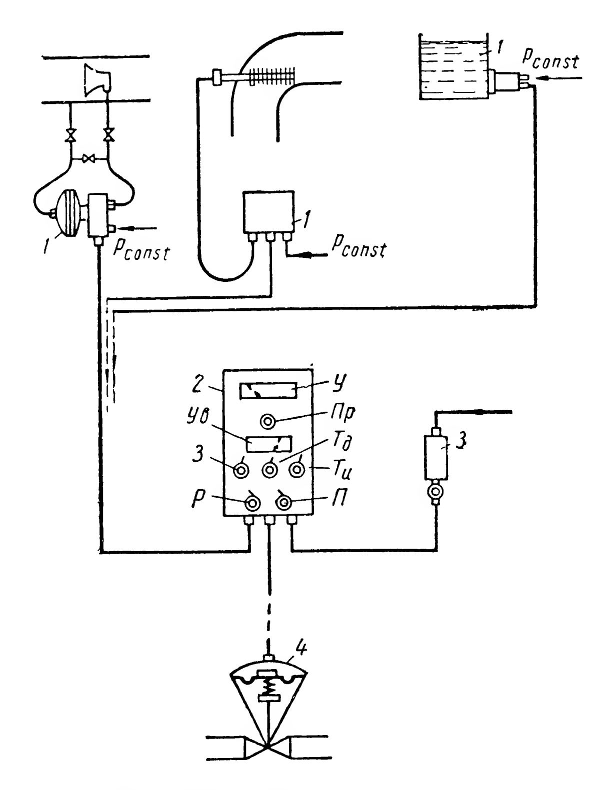
$b = k_n/T_u$;

τ — запаздывание;

T_c — постоянная времени сервомотора с учетом обратной связи;

k_p — коэффициент усиления регулятора без измерительного устройства.

В зависимости от выбираемых параметров регулятора его частотные характеристики могут несколько изменяться. Для средних значений этих величин частотные характеристики регулятора аналогичны приведенным на фиг. III. 30. Указанные выше принципы работы пневматических регуляторов используются

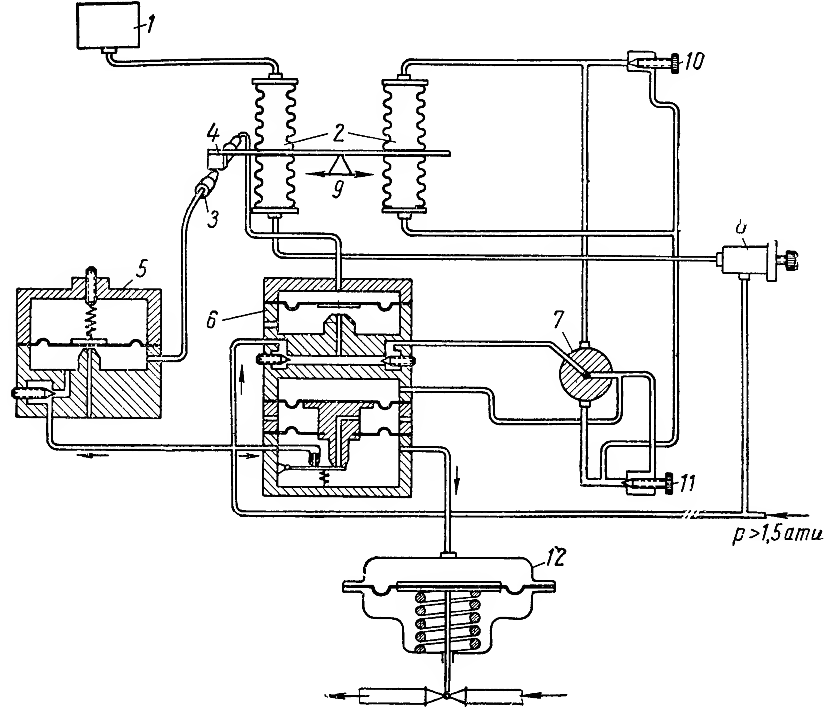


Фиг. III.32. Общая схема пропорционально-интегро-дифференцирующего пневматического регулятора:

1 — варианты измерительных устройств; *2* — панель с преобразовательно-усилительными блоками регулятора; *3* — редуктор с фильтром; *4* — сервомотор.

также во многих других конструкциях. В ряде известных пневматических пропорционально-интегро-дифференцирующих регуляторов другой конструкции для повышения точности регулирования также применяется принцип рычажных весов с соответствующими пневмодатчиками. Дальнейшему повышению точности этих регуляторов способствует использование двухсоплового усилителя (фиг. III. 33). При такой конструкции струя сжатого воздуха, вытекающего из одного сопла (напорного), не дросселируется, а изменение давления в приемном сопле достигается за счет регулирования отсеканием количества воздуха, попадаю-

щего в приемное сопло. Этот принцип, близкий к используемому в описанных выше струйных регуляторах, позволяет практически освободить суммирующий рычаг весового преобразователя от вредного реактивного момента, создаваемого дросселируемой струей. Остающийся при этом только поперечный момент при рациональной конструкции опор рычага создает лишь много



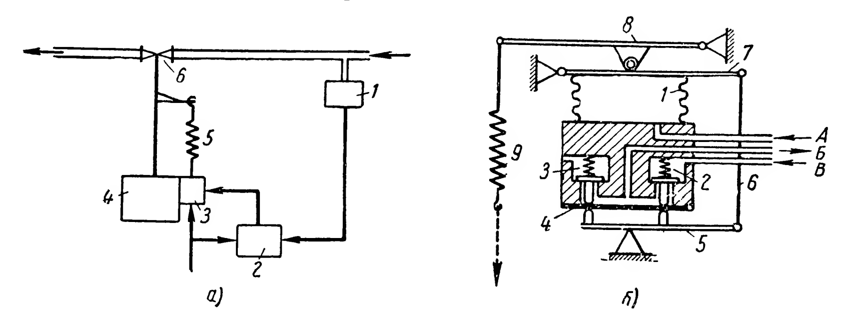
Фиг. III.33. Принципиальная схема пневматического пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора:

1 — измерительное устройство; 2 — преобразователь; 3 — сопла; 4 — заслонка-флажок; 5 — регулятор давления воздуха; 6 — преобразователь-усилитель; 7 — переключатель; 8 — задатчик; 9 — узел настройки диапазона пропорциональности; 10 — интегрирующий дроссель; 11 — дифференцирующий дроссель; 12 — сервомотор.

меньший момент от сил трения в опорах. Общая схема такого регулятора, дающая представление о его структуре, приведена на фиг. III. 32. Принципиальная схема регулятора показана на фиг. III. 33. Регуляторы описанной конструкции работают с давлением в 1,2 *ати*. Расход воздуха составляет от 1 до 1,5 *м*^{3}/*ч*. Регуляторы имеют диапазон пропорциональности от 3 до 150%, время изодрома в пределах от 0,1 до 60 *мин*, время предварения от 0 до 10 *мин*.

Как указывалось, для повышения коэффициента усиления регуляторов нередко применяется вторичный усилитель, кото-

рый в литературе часто именуется позиционером. Применение такого вторичного усилителя (фиг. III.34) не только повышает мощность сервомотора, но также может устранить влияние нелинейности в исполнительном элементе и исключает влияние нагрузки. Это устройство может применяться также и в качестве указателя положения регулирующего органа. На фиг. III.34, *б* приведена схема вторичного усилителя распространенной конструкции. Для такого вторичного усилителя с местной жесткой



Фиг. III.34. Пневматический регулятор с вторичным усилителем (позиционер):

а — схема регулятора с вторичным усилителем: *1* — измерительное устройство; *2* — регулятор; *3* — позиционер; *4* — сервомотор; *5* — пружина обратной связи; *6* — регулирующий орган; *б* — схема вторичного усилителя с обратной связью: *1* — сильфон; *2* — впускной клапан; *3* — выпускной клапан; *4* — мембрана; *5*, *7* и *8* — рычаги; *6* — тяга; *9* — пружина обратной связи; *А* — управляющий сигнал от регулятора (0,2—1,0 *ати*); *Б* — давление к сервомотору; *В* — питание ($\leqslant$ 3 *ати*).

обратной связью в большинстве случаев ($\omega_c \leq 5$ *гц*) можно в качестве передаточной функции принимать

$$W_n(s) = k. \tag{III. 30}$$

При этом передаточная функция сервомотора с вторичным усилителем будет

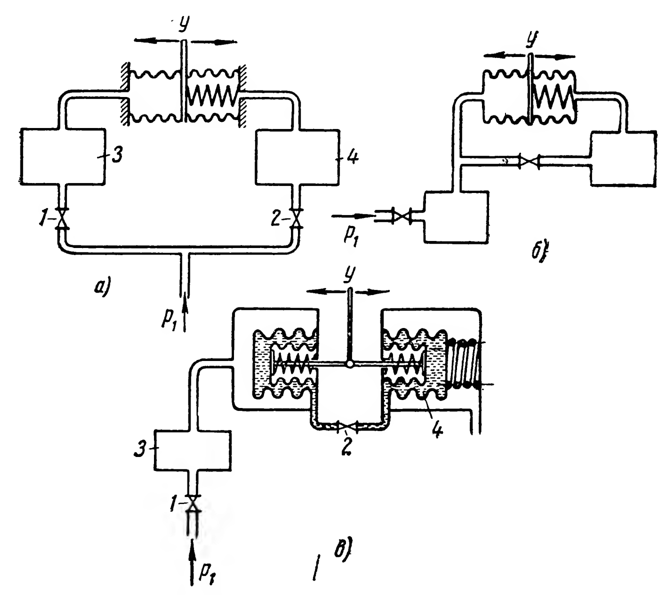
$$W_c(s) = \frac{k}{T_c' s + 1}. \tag{III. 31}$$

Однако для быстродействующего регулятора необходимо также учитывать и собственную инерционность вторичного усилителя в виде дополнительной передаточной функции вида

$$W_n(s) = \frac{k_n}{T_n s + 1}.$$

Во многих конструкциях пневматических регуляторов требуемые динамические свойства их получаются за счет применения соответствующих обратных связей. Выше, при разборе схем регуляторов типа ПИ и ПИД, приводились передаточные функции применяемых в них изодромных и инерционных обратных

связей. Ниже мы укажем дополнительно, что большая часть устройств обратной связи, при помощи которых образуется требуемый закон регулирования, может быть сведена к следующим трем основным типам, которые можно обозначить как симметричные, асимметричные и последовательные (фиг. III.35). Отношения постоянных времени T_∂ и T_u для приведенных



Фиг. III.35. Схемы пневматических устройств обратной связи: *а* — симметричная схема; *б* — асимметричная; *в* — последовательная; *1* и *2* — дроссели; *3* и *4* — емкости; p_1 — входной сигнал; *y* — выход.

схем обратных связей чаще всего ограничено следующими пределами:

для симметричных обратных связей . . . . $T_\partial/T_u=0,25$;
для асимметричных . . . . $T_\partial/T_u=0,125$;
для последовательных . . . . $T_\partial/T_u=0,25$.

При $T_\partial/T_u > 1$ для симметричной схемы регулятор становится неустойчивым. Для асимметричной и последовательной схем эти пределы могут быть в отдельных случаях расширены соответственно до значений $T_\partial/T_u \gtrless 1$ и $T_\partial/T_u \gtrless 0,5$.

4. ДРОССЕЛЬНЫЕ РЕГЛЯТОРЫ С ЗОЛОТНИКОВЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Пневматические регуляторы с золотниковыми усилителями целесообразно применять главным образом в быстродействующих системах автоматического регулирования и при значительных нагрузках на сервомотор. При большом рабочем давлении воздуха (газа) и больших скоростях перемещения сервомотора

изменение параметров воздуха (при его течении через золотник, заполнении и опорожнении соответствующих полостей сервомотора) оказывает значительное влияние на динамику регулирования и поэтому должно учитываться при расчете этих регуляторов.

При работе пневматического регулятора с золотниковым усилителем (фиг. III.36) в линейном режиме $\frac{dm}{dt} < \left(\frac{dm}{dt}\right)_{\max}$ с учетом уравнений движения отдельных его элементов, приведенных во втором томе книги [3], передаточную функцию его можно записать в виде

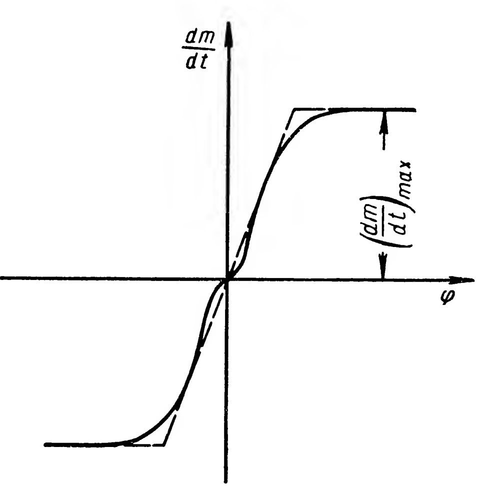
$$W(s) = \frac{W_1(s)}{\tau_1 s^5 + \tau_2 s^4 + \tau_3 s^3 + \tau_4 s^4 + \tau_5 s + 1}; \qquad \text{(III. 32)}$$

здесь $W_1(s)$ — передаточная функция измерительного устройства;

$$\tau_1 = \frac{T_1^2 T_2^2}{k_1 k_2}; \quad \tau_2 = \frac{2(\zeta_1 T_1 T_2^2 + \zeta_2 T_1^2 T_2)}{k_1 k_2};$$

$$\tau_3 = \frac{T_1^2 T_2^2 + 4\zeta_1\zeta_2 T_1 T_2}{k_1 k_2}; \quad \tau_4 = \frac{2(\zeta_1 T_1 + \zeta_2 T_2)}{k_1 k_2}; \quad \tau_5 = \frac{1}{k_1 k_2},$$

где T_1, T_2, ζ_1 и ζ_2 — соответственно постоянные времени и коэффициенты демпфирования золотникового усилителя и сервомотора. Обычно сервомоторы этих регуляторов имеют значительные статические (а иногда и динамические) нагрузки. Для понижения чувствительности сервомоторов к нагрузке они, как правило, снабжаются отсечными золотниками с обратными связями. В более мощных регуляторах применяются кроме того, вторичные усилители также золотникового типа, но с бо́льшими расходами рабочего воздуха (газа) и также с местными обратными связями, которые необходимы для обеспечения требуемых характеристик. Регуляторы без обратных связей обычно применяются только в разомкнутых цепях управления.



Фиг. III.36. Статическая характеристика пневматического регулятора с золотниковым усилителем:

φ и m — регулируемый параметр и координата сервомотора.

Если пренебречь малой постоянной времени золотника, то передаточную функцию (III.32) регулятора можно записать в упрощенном виде:

$$W'(s) = \frac{W_1(s)}{\tau_1' s^3 + \tau_2' s^2 + \tau_3' s + 1}, \qquad \text{(III. 33)}$$

где $W_1(s)$ — передаточная функция измерительного устройства;

$$\tau_1' = \frac{T_2^2}{k_2}; \ \tau_2' = \frac{2\zeta_2 T_2}{k_2}; \ \tau_3' = \frac{1}{k_2}.$$

Выражения (III.32) и (III.33) действительны, однако только при условии, что длина трубопровода, соединяющего золотник с сервомотором, не превышает некоторой критической величины $L_{кр}$. Это критическое значение длины трубопровода можно определить, исходя из допустимого дополнительного сдвига фазы частотной характеристики регулятора

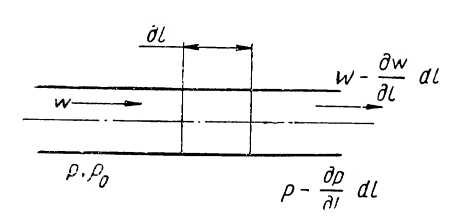
$$|\mathrm{arctg}\, T\omega| \leqslant \theta_{кр}, \qquad \text{(III. 34)}$$

отсюда

$$L_{кр} = \frac{\mathrm{tg}\,\theta_{кр}}{\omega} \frac{RT}{f} \left(\frac{\partial G_2}{\partial p}\right)_0, \qquad \text{(III. 35)}$$

где G_2 — расход воздуха на входе в сервомотор;
f — внутреннее поперечное сечение трубопровода;
ω — частота;
R — газовая постоянная;
T — температура воздуха в °К;
p — давление воздуха.

Обычно можно принимать $\sim \theta_{кр} \leq 5° \div 15°$. Если длина трубопровода значительно превышает $L_{кр}$, то при расчете регулятора необходимо учитывать влияние трубопровода на динамику регулятора не только ввиду увеличения объема воздуха в системе, но также вследствие волновых процессов, возникающих в длинном трубопроводе, и его сопротивления. В связи с этими замечаниями передаточную функцию трубопровода можно определить на основании следующих соображений. Выделяя по длине трубопровода сечением f элемент длиной dl (фиг. III.37), запишем при ламинарном течении уравнение равенства сил, действующих на этот элемент воздуха в виде



Фиг. III.37. Схема элемента трубопровода с энергоносителем.

$$M_в \frac{\partial\left(w - \frac{1}{2}\frac{\partial w}{\partial l}dl\right)}{\partial t} + \frac{32\mu\partial l}{d^2} f\Delta w = \left[\left(\Delta p - \frac{\partial p}{\partial l}dl\right) - \Delta p\right] f. \qquad (III.36)$$

Заменив $M_в = f \cdot dl \cdot \rho$ и Δw через Δp, с помощью уравнения Бернулли, после преобразований получим (пренебрегая членами второго порядка малости) для малых отклонений

$$\frac{\partial w}{\partial t} + \frac{32\mu}{d^2 \cdot \rho_0 w_0 \varkappa} \Delta p = -\frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial p}{\partial l}, \qquad (III.37)$$

где $\varkappa$ — поправка на сжимаемость воздуха.

Пренебрегая относительно малым растяжением стенки трубопровода, возникающим вследствие изменения давления воздуха, получим из условия постоянства массы воздуха

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial(\rho_1 w)}{\partial l} = 0. \qquad (III.38)$$

Уравнение адиабатического состояния воздуха запишем в виде

$$p = \rho^k \cdot n. \qquad (III.39)$$

Дифференцируя уравнение (III.39), получим

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = \frac{1}{n \cdot k \cdot \rho^{k-1}} \frac{\partial p}{\partial t}. \qquad (III.40)$$

Подставляя значение $\partial\rho/\partial t$ из уравнения (III.40) в уравнение (III.38) и пренебрегая малым членом $\Delta w \cdot \partial\rho/\partial l$, найдем

$$\frac{\partial w}{\partial l} = -\frac{1}{kp} \cdot \frac{\partial p}{\partial t}. \qquad (III.41)$$

Переходя в уравнениях (III.37) и (III.41) к относительным переменным, получим

$$\left.\begin{aligned} \frac{\rho w_0 L}{p_0}\frac{\partial \psi}{\partial t} &= -\frac{\partial \varphi}{\partial \eta} - \frac{32\,\mu L}{d^2 \rho_0 w_0 \varkappa}\varphi; \\ \frac{L\,p_0}{kpw_0}\frac{\partial \varphi}{\partial t} &= -\frac{\partial \psi}{\partial \eta}. \end{aligned}\right\} \qquad (III.42)$$

Вводя обозначения $\tau^2 = \frac{L^2}{kgRT}$, $\varkappa_1 = \frac{32\,\mu}{d^2 \rho_0 w_0 \varkappa}$ и исключая из

уравнения (III.42) $\partial\psi/\partial t$ и $\partial\psi/\partial\eta$, найдем уравнение движения воздуха в трубопроводе при $\frac{1}{p}\to 0$ в виде

$$\tau^2\frac{\partial^2\varphi}{\partial t^2}=\frac{\partial^2\varphi}{\partial\eta^2}+\varkappa_1\frac{\partial\varphi}{\partial\eta}. \qquad (III.43)$$

Принимая решение уравнения (III.43) в виде $\varphi=\varphi_0 e^{-a\eta+j(b\eta+ct)}$, получим для начального синусоидального возмущения $p_0 \sin(\omega t)$, приложенного в начале трубопровода ($l=0$), для любой точки трубопровода ($l=l$) синусоидальное колебание давления вида

$$\varphi_{l=l}=\varphi_0 e^{-al+j(\omega t-bl)}; \qquad (III.44)$$

здесь

$$a=0{,}5\ \varkappa_1$$

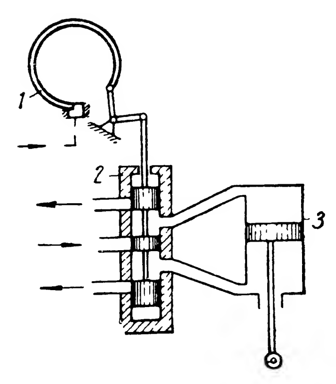
и

$$b=\sqrt{\tau^2\omega^2-0{,}25\,\varkappa_1^2}.$$

Отсюда передаточную функцию для трубопровода длиной L можно записать в виде

$$W_{mp}(j\Omega)=e^{-0,5\varkappa_1 L}\cdot e^{-j\left(\frac{\omega_0^2}{c^2}\Omega^2-0{,}25\,L\varkappa_1^2\right)^{1/2}}\cdot e^{-j\Omega}, \qquad (III.45)$$

где $\Omega=\omega t$.



Фиг. III.38. Схема пневматического интегрирующего регулятора с золотниковым усилителем:
1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор.

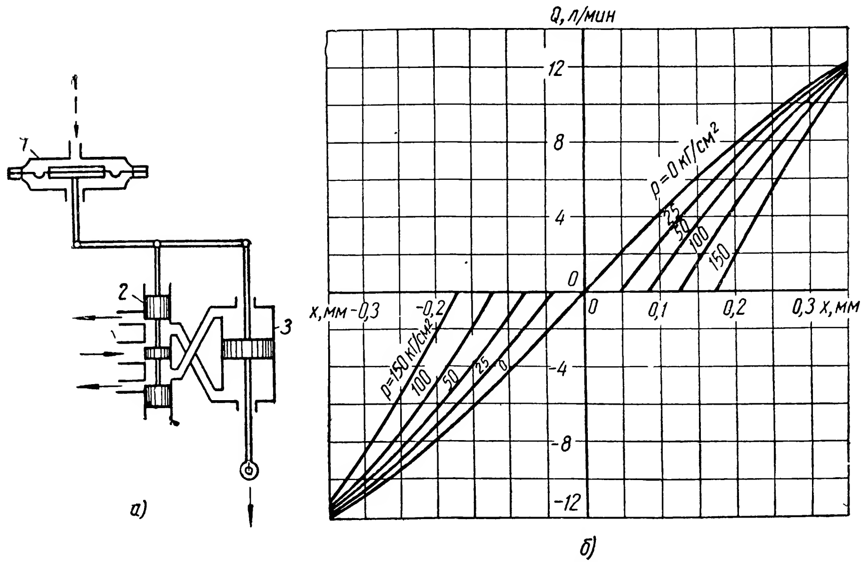
Из выражения (III.44) следует, что колебания давления в любой точке трубопровода уменьшаются по амплитуде по сравнению с начальным возмущением и претерпевают сдвиг по фазе, зависящий от частоты колебаний. С уменьшением диаметра трубопровода затухание колебаний возрастает.

Интегрирующие регуляторы являются более простыми по конструкции, так как они не имеют обратных связей (фиг. III.38). Для линейного режима работы, когда $\dot{\mu}\ll a$, передаточная функция регулятора может быть записана в виде

$$W(s)=\frac{k_p}{s(T_1 s+1)\left(T_2^2 s^2+2\zeta_2 T_2 s+1\right)}, \qquad (III.46)$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_2 — постоянная времени сервомеханизма регулятора;
ζ_2 — коэффициент демпфирования;
k_p — коэффициент усиления.

Быстродействие регулятора без обратной связи ограничивается условиями устойчивой работы. Кроме того, изменение нагрузки, особенно в случае ее значительной величины, будет оказывать влияние на точность работы регулятора. Эти регуляторы чаще используются для работы в разомкнутых цепях регулирования, а также для вспомогательных устройств регулирования. Более сложные пневматические регуляторы с золотниковыми усилителями во многом подобны тем, которые были опи-



Фиг. III.39. Пневматический пропорциональный регулятор с проточным золотниковым усилителем:
а — схема регулятора:
1 — измерительное устройство; 2 — усилитель; 3 — сервомотор; *б* — характеристика золотникового усилителя; *Q* — расход на сервомотор; *p* — давление в полости сервомотора; *x* — перемещение золотника.

саны ранее, в разделе гидравлических регуляторов с золотниковыми усилителями. Здесь укажем лишь несколько примеров выполнения пневматических регуляторов, конструктивно отличающихся от соответствующих гидравлических регуляторов.

Пропорциональные регуляторы с золотниковым усилителем являются тем основным типом, из которого по существу развились все другие более сложные регуляторы. Исключение составляют только интегрирующие регуляторы, применяющиеся в разомкнутых схемах. Пропорциональный регулятор отличается от других наличием жесткой обратной связи. Отдельные конструкции этого типа регулятора различаются деталями конструкции золотникового усилителя и исполнительного элемента. Принципиальная схема регулятора с проточным золотником изображена на фиг. III.39, *а*. Для конструкции золотникового

усилителя этого регулятора в установившемся состоянии давление воздуха в его камерах, а также в сервомоторе регулятора, поскольку он проточного типа, относительно невелико. Весь расход воздуха, который подводится к золотнику, затем выбрасывается через специальные окна наружу. Однако в процессе движения сервомотора, особенно при значительной инерционной нагрузке, давление воздуха может достигать большой величины, что необходимо учитывать при проектировании таких систем. Эти конструкции отличаются относительно небольшими потерями давления в золотнике. Характеристика усилителя регулятора, представленная на фиг. III.39, *б*, является нелинейной особенно при малых нагрузках, когда давление в сервомоторе падает одновременно с уменьшением расхода через золотник. При больших нагрузках давление значительно возрастает вместе с расходом. Последнее обстоятельство, обусловливая переменный коэффициент усиления по мощности, может явиться причиной неустойчивой работы регулятора. При конструировании регуляторов этого типа с измерительными системами, основанными на принципе баланса сил, необходимо учитывать реакцию струи на выходе из золотника, которая в отдельные моменты работы регулятора может достигать больших значений.

В реальных условиях работы регулятора его собственная частота несколько изменяется в зависимости от положения сервомотора, однако это изменение невелико и им можно пренебречь. При больших отклонениях регулируемого параметра регулятор практически работает в нелинейном режиме, так как начинают сказываться нелинейности его характеристики. В связи с этим его собственная частота при изменении наклона характеристики в среднем понижается в $\sqrt{2}$ раза. Поэтому в предварительных расчетах можно постоянную времени сервомеханизма регулятора, зависящую от объема воздуха, заключенного между золотником и поршнем, при больших отклонениях регулирующего воздействия увеличить в 2 раза. При значительной длине соединительного трубопровода изменение собственной частоты регулятора вследствие нелинейности будет сказываться гораздо меньше и им вообще можно пренебречь. Однако при этом необходимо учитывать влияние на динамику регулятора процессов, происходящих в трубопроводе.

Ввиду этих особенностей данных регуляторов их применение обычно ограничивается системами с относительно невысокими динамическими характеристиками. Структурная схема регулятора приведена на фиг. III.40,*а*. Передаточная функция регулятора для линейного режима работы с ограниченной скоростью перемещения сервомотора будет иметь вид

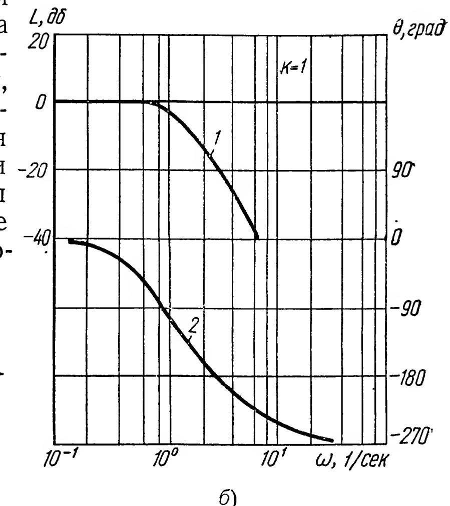
$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)\left(T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1\right)}, \qquad \text{(III. 47)}$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;

T_2, ζ_2 — постоянная времени и коэффициент демпфирования сервомеханизма.

Примерные частотные характеристики с учетом основной нелинейности — ограничения статической характеристики регулятора — показаны на фиг. III.40, *б*.

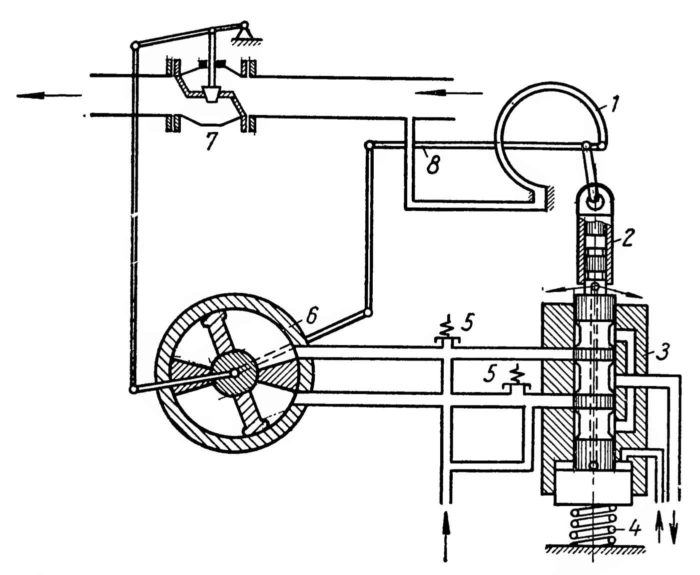
Другая конструкция пневматического регулятора с непроточным золотником изображена на фиг. III.41. Этот регулятор отличается высоким давлением в полостях сервомотора при установившемся состоянии. При трогании сервомотора с места давление в его полостях падает на некоторую величину, прямо пропорциональную изменению скорости движения сервомотора. В связи с этими особенностями регуляторы данной конструкции более пригодны для работы в условиях резких изменений нагрузки и для малоинерционных объектов регулирования. Средние значения частотных характеристик регулятора (фиг. III.41) приведены на фиг. III.42. Харктеристики являются экспериментальными и поэтому учитывают нелинейность статической характеристики золотника и зону его нечувствительности.



Фиг. III.40. Пневматический пропорциональный регулятор с золотниковым усилителем:

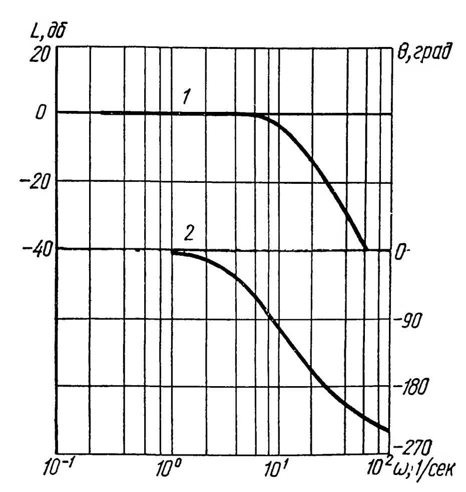
а — структурная схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — сервомотор; *б* — частотные характеристики пневматического пропорционального регулятора с золотниковым усилителем: *1* — амплитудная; *2* — фазовая.

На фиг. III.43, *а* показан вариант схемы пневматического регулятора с проточным золотником и подпружиненным сервомотором. Давление воздуха в сервомоторе данного регулятора зависит от положения золотника, через который производится сброс воздуха. Положение поршня сервомотора, нагруженного с одной стороны пружиной, зависит от давления воздуха, действующего на него. Эта система, свободная от потерь давления между сервомотором и источником давления, характеризуется высоким коэффициентом использования энергии, но обладает нелинейными характеристиками. Точность регулятора зависит



Фиг. III.41. Схема пневматического пропорционального регулятора с двухкаскадным усилителем и непроточным золотником:

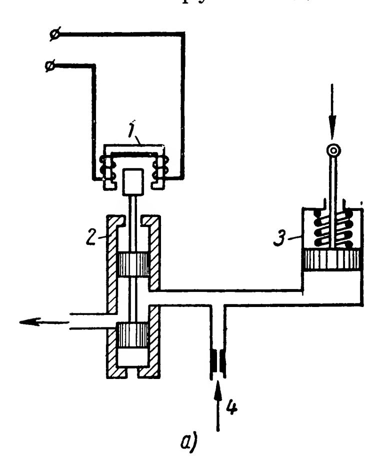
1 — измерительное устройство; *2* — дроссельная втулка; *3* — золотник; *4* — пружина; *5* — клапаны; *6* — сервомотор; *7* — регулирующий орган; *8* — жесткая обратная связь.



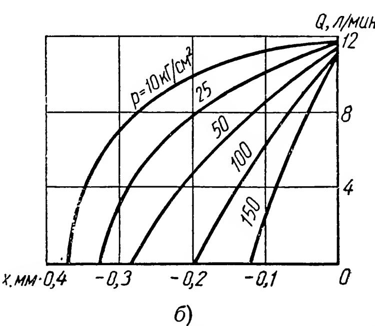
Фиг. III.42. Частотные характеристики пневматического регулятора, приведенного на фиг. III.41:

1 — амплитудная; *2* — фазовая.

от нагрузки. Оптимальные характеристики можно получить при постоянной нагрузке и дополнительной обратной связи.

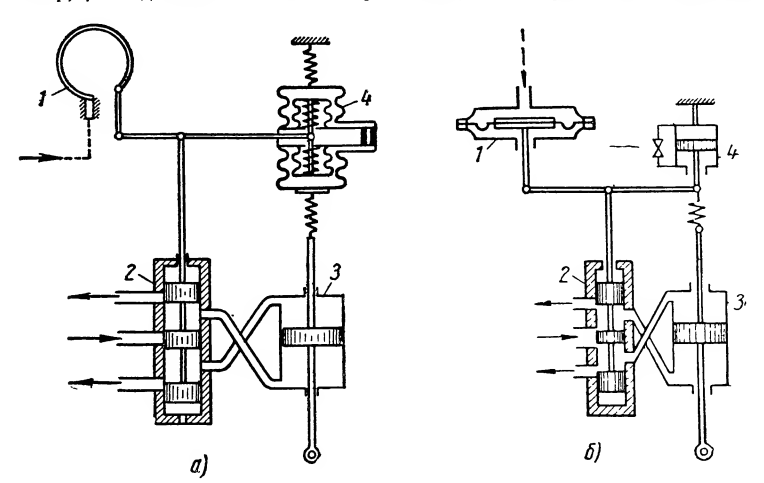


Пропорционально-интегрирующие регуляторы с изодромным выключателем (фиг. III.44,*а*) отличаются от гидравлических регуляторов конструкцией изодром-



Фиг. III.43. Пневматический регулятор с проточным золотником и подпружиненным сервомотором:

а — схема регулятора; *1* — преобразователь; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — питание воздухом, *б* — характеристика проточного золотника; Q — расход на сервомотор; p — давление в полости сервомотора; x — перемещение золотника.



Фиг. III.44. Пневматические регуляторы:

а — схема пропорционально-интегрирующего регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — изодромное устройство; *б* — схема порпорционально-дифференцирующего регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — золотник; *3* — сервомотор; *4* — катаракт.

ного выключателя. Передаточная функция регулятора в линейном приближении имеет вид

$$W(s) = \frac{k(T_u s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \qquad \text{(III.48)}$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_u — постоянная времени изодрома;

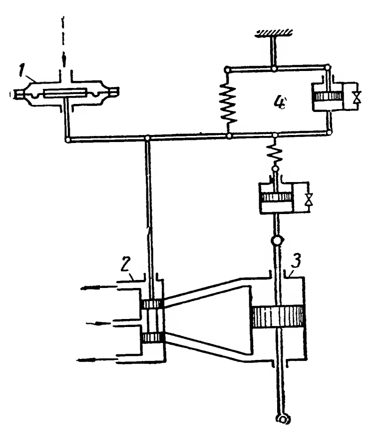
$$T_2 = T_u/(1 + k_u T_u); \; k = k_1/(1 + k_u T_u);$$

k_u — коэффициент усиления изодромного выключателя.

Пропорционально-дифференцирующие регуляторы с проточным золотниковым усилителем (фиг. 44, *б*). В большинстве случаев эти регуляторы применяются как вспомогательные в соединении с другими для повышения качеств системы регулирования. Особенно это имеет значение при регулировании сложных объектов со многими регулируемыми параметрами, взаимодействующими друг с другом. Передаточная функция данного регулятора может быть записана в виде

$$W(s) = \frac{k(T_\kappa s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_\kappa T_c s^2 + T_c s + 1)}, \qquad (III.49)$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_c — постоянная времени сервомотора;
T_κ — постоянная времени катаракта.



Фиг. III.45 Пропорционально-интегро-дифференцирующий пневматический регулятор:

1 — измерительное устройство; 2 — золотник; 3 — сервомотор; 4 — двухкаскадный катаракт.

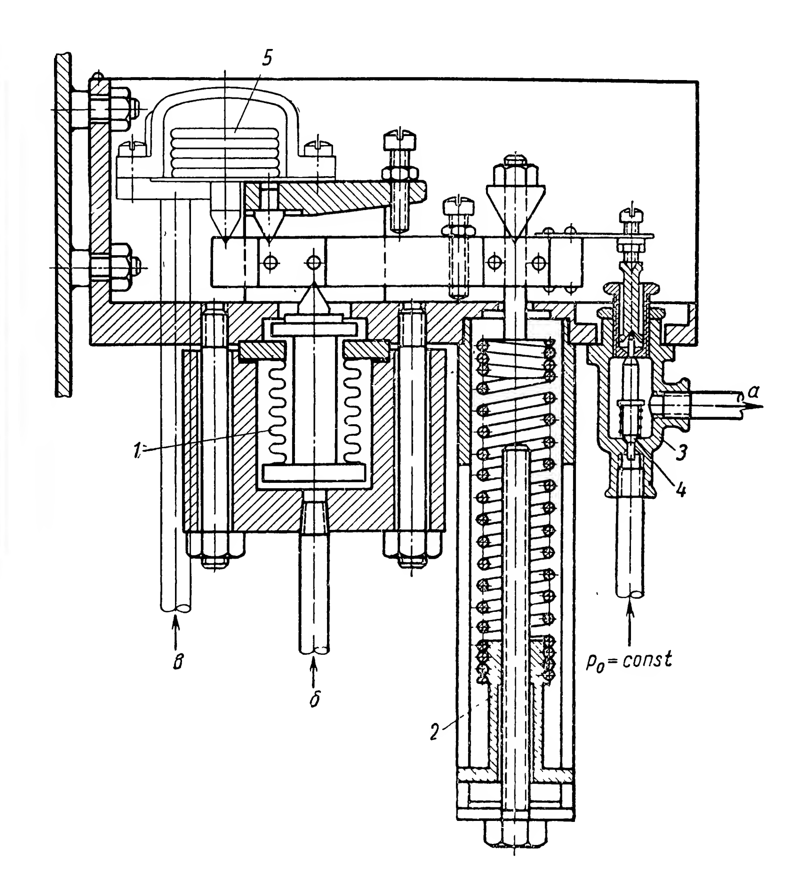
Пропорционально-интегро-дифференцирующие регуляторы с золотниковыми усилителями (фиг. III.45), являясь более сложными по конструкции, могут обеспечить требуемое качество процесса регулирования при самых различных объектах. Во то же время эти регуляторы могут иметь достаточно высокий коэффициент усиления по мощности, что достигается обычно применением вторичного каскада усиления, управляющего мощным выходным сервомотором. Данные регуляторы являются достаточно быстродействующими. Передаточная функция регулятора при обычных допущениях имеет вид

$$W(s) = \frac{k(T_2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1)}{s(T_1 s + 1)\left(T_3^2 s^2 + 2\zeta_3 T_3 s + 1\right)}; \qquad (III.50)$$

здесь

$$T_2 = \sqrt{\tau_1 \tau_2}; \; T_3 = \sqrt{\frac{\tau_1 \tau_2}{1 + \tau_3}}; \; \zeta = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{2\sqrt{\tau_1 \tau_2}};$$

$$\zeta_3 = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}{2\sqrt{\tau_1 \tau_2 (1 + \tau_3)}};$$



Фиг III.46. Пневматический пропорциональный регулятор давления фирмы США Хаган с клапанным усилителем:

1 — сильфон измерительного устройства; *2* — задатчик; *3* — корпус усилителя; *4* — клапан усилителя; *5* — сильфон обратной связи; *а* — давление к сервомотору; *б* — регулируемое давление; *в* — давление обратной связи; P_0 — давление питающего регулятор воздуха.

τ_1 — постоянная времени катаракта k_1 с пружиной c_1;
τ_2 — постоянная времени катаракта k_2 с пружиной c_2;
τ_3 — постоянная времени катаракта k_1 с пружиной c_2;
T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_c — постоянная времени сервомотора;
k — коэффициент усиления регулятора $[k = k_1(1 + \tau_3) T_c]$,

где k_1 — коэффициент усиления измерительной системы.

Пневматические регуляторы с золотниковыми усилителями, представляя собой быстродействующие устройства с мощными сервомоторами на выходе, при повышенных требованиях к их точности предъявляют, в свою очередь, весьма высокие требования к измерительным устройствам как по быстродействию, так и по выходной мощности. Эти требования, особенно в сочетании с большой нагрузкой со стороны золотника, часто приводят к излишнему усложнению конструкции, делающему регулятор ненадежным и громоздким. Указанные требования · без ухудшения качеств регулятора и без излишнего его усложнения проще выполнить в смешанных электронно-пневматических схемах. Поэтому ряд конструкций пневматических сервомеханизмов дополнительно рассмотрен в главе, посвященной электронно-пневматическим регуляторам. Пневматические регуляторы с клапанными усилителями благодаря профилировке клапана обладают линейной статической характеристикой, но требуют точного поддержания питающего давления и применяются при небольших рабочих давлениях. Схема промышленного регулятора этого типа показана на фиг. III.46. Частотные характеристики регуляторов этой конструкции мало отличаются от характеристик соответствующих типов регуляторов с усилителями сопло-заслонка, рассмотренных выше.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматическое регулирование. Сборник материалов. Изд. иностр. лит., 1954.
2. Березовец Г. Т., Малый А. Л. и Наджафов Э. М. Приборы автоматической агрегатной унифицированной системы и их использование для автоматизации производственных процессов. Гостоптехиздат, 1960.
3. Основы автоматического регулирования. Под ред. В В. Солодовникова. Т. II, ч. I и II, Машгиз, 1959.
4. Прусенко В. С. Элементы пневмоавтоматики для регулирования тепловых процессов. Госэнергоиздат, 1961.
5. Системы, свойства и элементы пневмо- и гидроавтоматики. Сборник статей. Изд. АН СССР, 1959.
6. Технические средства автоматики. Т. IV, Труды ИФАК, Изд. АН СССР, 1961.
7. Траксел Д. Д. Справочная книга по технике автоматического регулирования. Госэнергоиздат, 1962.
8. Oppelt W. Kleines Handbuch der Regelungstechnik, 1960.

ГЛАВА IV

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Существует большое разнообразие электрических регуляторов как по видам используемой в них электроэнергии, так и по принципу действия. Имеются электрические регуляторы прямого и непрямого действия, непрерывного и прерывистого действия. Электрические регуляторы прямого действия отличаются тем, что в них рабочий процесс выполняется только за счет изменения энергии, характеризующей регулируемый объект. В регуляторах непрямого действия электроэнергия используется как вспомогательное средство для преобразования проходящих через регулятор сигналов и для перемещения регулирующих органов. Электрические регуляторы применяются для регулирования линейных и угловых перемещений, скорости, ускорения, напряжения, силы тока, частоты, давления, температуры, расхода, вязкости, влажности, состава газов и т. д. В качестве устройств, служащих для измерения отклонений регулируемых параметров, в электрических регуляторах используются самые разнообразные измерительные устройства: механические, гидравлические, пневматические, электрические. Отличительной особенностью их является наличие выходного датчика, необходимого для преобразования первоначальной входной (регулируемой) величины в выходной электрический сигнал. В электрических регуляторах нередко сравнение действительных значений регулируемых параметров с заданными производится вне измерительных устройств, при помощи мостиковых или компенсационных электрических схем. Это повышает точность регулирования и упрощает измерительное устройство. Усиление полученного таким образом сигнала рассогласования в рассматриваемых регуляторах производится с помощью различных контактных, электронных, магнитных, электромашинных или смешанных усилителей, большинство из которых позволяет в достаточных пределах изменять коэффициент усиления. Если на выходе регулятора не требуется значительного усиления, то в качестве исполнительных элементов применяются маломощные двигатели, а также различные электромагнитные устройства.

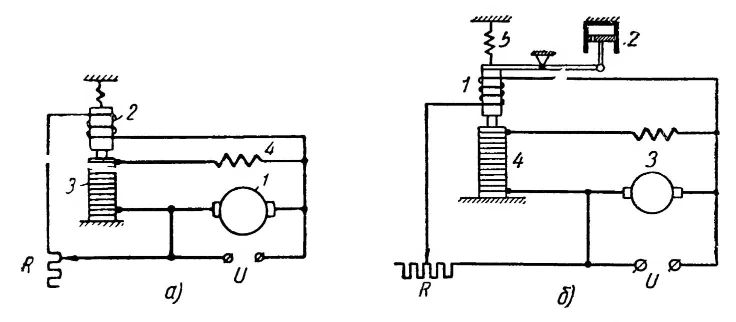
Для получения больших моментов или усилий чаще всего

используются электродвигатели соответствующей мощности постоянного и переменного тока. В тех случаях, когда высокое быстродействие регулятора необходимо сочетать с широким диапазоном плавного регулирования скорости перемещения регулирующего органа, на выходе регулятора применяются электромагнитные муфты различной конструкции. Кроме уже указанного распределения на регуляторы прямого и непрямого, а также непрерывного и прерывистого действия, электрические регуляторы можно разделить на регуляторы постоянного и переменного тока, а также на релейные и электронные. Электрические регуляторы допускают измерение и регистрацию в процессе работы как выходной величины, так и любого промежуточного параметра регулятора. Они удобно сочетаются с различными аналоговыми, моделирующими установками и вычислительными машинами дискретного действия, что особенно важно при построении различных оптимальных и самонастраивающихся систем, а также управляющих автоматических комплексов сложных производственных процессов. К положительным свойствам электрических регуляторов следует отнести также простоту их монтажа и соединений как отдельных блоков регулятора, так и регуляторов между собой. Агрегаты питания регуляторов электроэнергией просты и надежны. Электрические регуляторы отличаются обычно низким расходом энергии и являются поэтому более экономичными по сравнению с другими регуляторами. К числу недостатков этих регуляторов относятся: наличие вращающихся с большой скоростью частей в сервомоторе, что усложняет передачу движения к регулирующему органу, требуя дополнительного элемента — нередко сложного и дорогого редуктора. Плавное изменение скорости сервомотора в этих регуляторах достигается ценой значительного усложнения конструкции и в некоторых типах регуляторов вообще невозможно.

1. РЕГУЛЯТОРЫ ПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ

Электрические регуляторы прямого действия наиболее часто используются для регулирования и стабилизации выходных параметров (напряжения и силы тока) в различных электрических установках — источниках питания. Схемы этих регуляторов весьма разнообразны. В качестве примера рассмотрим широко распространенные угольные регуляторы (фиг. IV.1). В качестве переменного сопротивления в источниках напряжения (объект регулирования) часто применяются угольные столбики, набираемые из шайб. При изменении давления (например, с помощью электромагнита), действующего на угольный столбик, сопротивление его изменяется. При изменении величины регулируемого напряжения изменяется сила давления электромагнита на угольный столбик, благодаря чему изменяется его сопротивление, включенное в цепь возбуждения генератора. Послед-

нее вызывает изменение тока в цепи возбуждения и магнитного потока в генераторе в сторону, противодействующую отклонению регулируемого параметра. При данной схеме передаточная функция регулятора, состоящего из измерительного элемента (электромагнит) и регулирующего органа (угольный столбик),



Фиг. IV.1. Электрические регуляторы прямого действия:
а — схема регулятора напряжения прямого действия, *1* — генератор. *2* — электромагнит, *3* — угольный столбик, *4* — сопротивление цепи возбуждения; *R* — добавочное сопротивление; *U* — выходное напряжение; *б* — схема регулятора напряжения прямого действия с демпфером: *1* — электромагнит; *2* — демпфер; *3* — генератор; *4* — угольный столбик; *5* — пружина; *R* — сопротивление; *U* — входное напряжение.

будет иметь вид (если пренебречь индуктивностью обмотки электромагнита)

$$W(s)\frac{k}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}; \qquad \text{(IV. 1)}$$

здесь

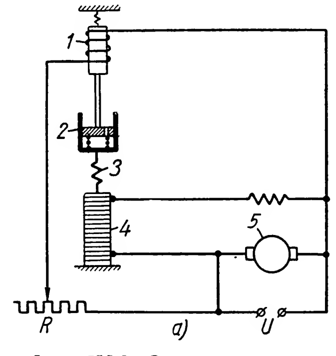
$$T = \sqrt{\frac{M_э}{c}}; \quad \zeta = \frac{k_{mp}}{2\sqrt{M_э c}},$$

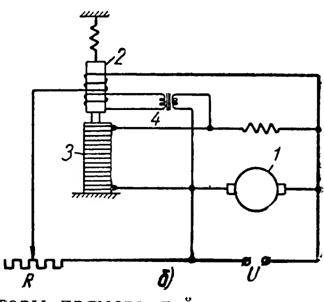
где $M_э$ — масса якоря электромагнита;
c — коэффициент жесткости пружины;
k_{mp} — коэффициент пропорциональности;
k — коэффициент усиления.

В случае недостаточности коэффициента k_{mp}, обусловленного наличием силы «вязкого трения», для обеспечения устойчивости движения его обычно увеличивают за счет добавления демпфера в схему регулятора, как показано на фиг. IV.1, *а*. При этом вид передаточной функции (IV.1) не изменяется; различие сводится к изменению (в сторону увеличения) величины коэффициента k_{mp}. Однако при этом необходимо иметь в виду, что одновременно с повышением запаса устойчивости понижается собственная частота регулятора и, следовательно, процесс регулирования несколько удлиняется. Существенного улучшения характеристик рассматриваемого регулятора можно добиться путем изменения

его схемы, например согласно фиг. IV.2, *а*. Для регулятора, изображенного на фиг. IV.2, *а*, передаточная функция будет иметь вид

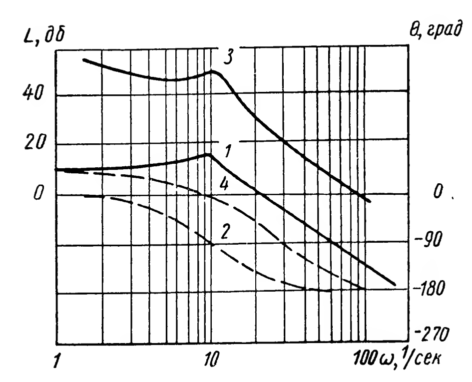
$$W(s) = \frac{k(\tau s + 1)}{(T_2 s + 1)(T_3^2 s^2 + 2\zeta_3 T_3 s + 1)}. \qquad \text{(IV. 2)}$$





Фиг. IV.2. Электрические регуляторы прямого действия с устройствами стабилизации:

а — схема регулятора напряжения с форсирующим элементом: *1* — электромагнит; *2* — демпфер; *3* — пружина; *4* — угольный столбик; *5* — генератор; *R* — добавочное сопротивление; *U* — выходное напряжение; *б* — схема регулятора напряжения с трансформатором в цепи обратной связи: *1* — генератор; *2* — электромагнит; *3* — угольный столбик; *4* — трансформатор; *R* — добавочное сопротивление; *U* — выходное напряжение.



Фиг. IV.3. Частотные характеристики регулятора напряжения прямого действия:

1 и *3* — амплитудные; *2* и *4* — фазовые характеристики: *1*, *2* — с демпфером; *3*, *4* — с трансформатором.

При соответствующем выборе постоянных времени τ и T_2 можно улучшить частотные характеристики регулятора (см. пунктирные кривые на фиг. IV.3). Другой вариант схемы угольного регулятора напряжения показан на фиг. IV.2,*б*. Для повышения запаса устойчивости в цепи обратной связи этого регулятора предусмотрен стабилизирующий трансформатор. Передаточная функция этого варианта регулятора будет

$$W(s) = \frac{k(T_2 s + 1)}{T' s^3 + T'' s^2 + T''' s + 1}; \qquad \text{(IV. 3)}$$

здесь

$$T' = T_1^2 T_2; \; T'' = T_1^2 + 2\zeta_1 T_1 T_2; \; T''' = 2(\zeta_1 T_1 + T_2),$$

где T_1 — постоянная времени электромагнита;

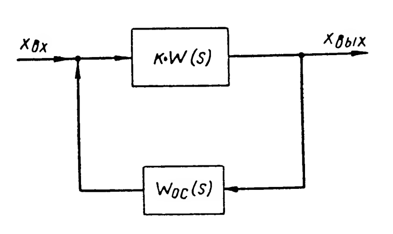
T_2 — постоянная времени трансформатора;

ζ_1 — коэффициент демпфирования.

Примерные частотные характеристики рассматриваемого регулятора приведены на фиг. IV.3.

2. РЕГУЛЯТОРЫ НЕПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ

Большинство конструкций электрических регуляторов непрямого действия основано на взаимозаменяемых элементах и блоках. Поэтому путем замены только одного элемента — измерительного устройства — эти регуляторы могут быть легко приспособлены для регулирования разнообразных физических величин. При этом все остальные элементы регулятора: усилительные, преобразующие, исполнительные и корректирующие — в каждом типе регулятора сохраняются без изменения. С другой стороны, для изменения, например, типа регулятора является достаточным заменить только корректирующее устройство или только его настройку. Такой принцип построения обеспечивает возможность серийного производства регуляторов на ряде узкоспециализированных предприятий. Единообразие конструкций и взаимозаменяемость узлов и элементов представляет также большое удобство при эксплуатации. Поскольку основными элементами, определяющими характеристику любого типового регулятора, являются усилитель, исполнительный элемент и корректирующее устройство, большинство электрических регуляторов допускают классификацию по типу этих элементов. По закону регулирования эти регуляторы также могут быть разделены на следующие основные типы: интегрирующие, пропорциональные, пропорционально - интегрирующие пропорционально- дифференцирующие и пропорционально-интегродифференцирующие. Ниже рассматриваются только основные из существующих конструкций электрических регуляторов, имеющие наибольшее применение. В качестве отдельных примеров рассматриваются преимущественно интегрирующие регуляторы как исходные типы для всех остальных. Регуляторы, осуществляющие отличный или более сложный закон регулирования, в большинстве случаев образуются путем использования соответствующих корректирующих контуров [3].



Фиг. IV.4. Структурная схема электрического регулятора с обратной связью:

$W_i(s)$ — передаточная функция регулятора; $W_{oc}(s)$ — передаточная функция обратной связи; k — коэффициент усиления; $x_{вх}$ — входная величина; $x_{вых}$ — выходная величина.

Требуемый закон регулирования, который должен осуществлять регулятор, вполне определяется видом передаточной функ-

ции обратной связи, поскольку при достаточно большом коэффициенте усиления k основного канала передаточная функция регулятора (фиг. IV.4) определяется выражением

$$W_p(s) = \frac{W(s)}{\frac{1}{k} + W(s)W_{oc}(s)} \approx \frac{1}{W_{oc}(s)}, \qquad \text{(IV. 4)}$$

где $W_{oc}(s)$ — передаточная функция обратной связи.

Таким образом, для получения нужного закона регулирования достаточно подобрать соответствующую передаточную функцию для цепи обратной связи, а именно:

$$W_{oc}(s) = \frac{s}{\tau_1 s + 1} \text{ для регулятора ПИ } W_p(s) = \frac{k(Ts+1)}{s}; \qquad \text{(IV. 5)}$$

$$W_{oc}(s) = \frac{k}{\tau_1 s + 1} \text{ для регулятора ПД } W_p(s) = k(Ts+1); \qquad \text{(IV.6)}$$

$$W_{oc}(s) = \frac{k \cdot s}{\tau_1 s^2 + \tau_2 s + 1} \text{ для регулятора ПИД } W_p(s) = \frac{k(T_1 s^2 + T_2 s + 1)}{s}. \qquad \text{(IV. 7)}$$

Эти выражения справедливы для идеальных регуляторов (безынерционных).

В принципе возможно применение обратных связей, описываемых уравнениями более высокого порядка, однако в этом случае контур регулятора, замкнутый такой обратной связью, необходимо проверять на устойчивость, так как применение обратных связей более высокого порядка может привести к появлению в операторе регулятора нулей и полюсов в правой полуплоскости [3].

3. РЕГУЛЯТОРЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

В этих регуляторах в качестве преобразователей электрической энергии в механическую на их выходе обычно применяются электродвигатели постоянного тока, а именно: с постоянными магнитами, с регулируемым возбуждением и электродвигатели с регулированием тока якоря. По выходной мощности (в соответствии с типом двигателя) такие регуляторы строятся от нескольких ватт (с электронными усилителями) до сотен киловатт (чаще всего с электромашинными усилителями). Для средних мощностей, как известно, электродвигатели постоянного тока экономичнее электродвигателей переменного тока, имеют лучшие динамические характеристики и обеспечивают плавное изменение угловой скорости. В промышленных установках, питающихся переменным током, использование регуляторов с электродвигателями постоянного тока требует применения специальных преобразователей переменного тока в постоянный.

Регуляторы с электродвигателями постоянного тока обладают рядом преимуществ по сравнению с регуляторами, использующими электродвигатели на переменном токе. Так, регуляторы с электродвигателями постоянного тока требуют усилителя небольшой мощности, и их схемы более приспособлены для применения простейших корректирующих устройств; характеристики их более стабильны; они более приспособлены для изменения выходной величины (скорости вращения вала двигателя) в широких пределах и обладают более высоким к. п. д. Двигатели постоянного тока как исполнительные элементы имеют лучшие моментные характеристики. Некоторые из них не расходуют энергии в установившемся состоянии и в условиях редких возмущений регуляторы с такими электродвигателями более экономичны. Однако регуляторы с электродвигателями постоянного тока имеют и ряд существенных недостатков. К основным из них относятся: дрейф усилителей, наличие щеточных коммутаторов, что связано с искрением и радиопомехами, бóльшая инерционность, а также существенные нелинейности, связанные с большим гистерезисом, особенно для электродвигателей с постоянными магнитами, большая индуктивность цепей управления двигателем.

Регуляторы, у которых выходные электродвигатели выполнены с постоянными магнитами, чаще всего применяются как маломощные устройства вспомогательного назначения (например, программные задатчики). Характеристики этих регуляторов в значительной степени зависят от свойств материала магнитов, которые обычно работают в условиях насыщения. Это делается с целью уменьшения влияния реакции якоря. При работе ток якоря создает размагничивающий эффект, что ухудшает характеристики такого двигателя. Регуляторы с этим типом электродвигателей имеют хорошую линейную моментную характеристику и лучшее демпфирование на малых оборотах. Схемы наиболее употребительных усилителей для этого типа регуляторов приведены в книге [3].

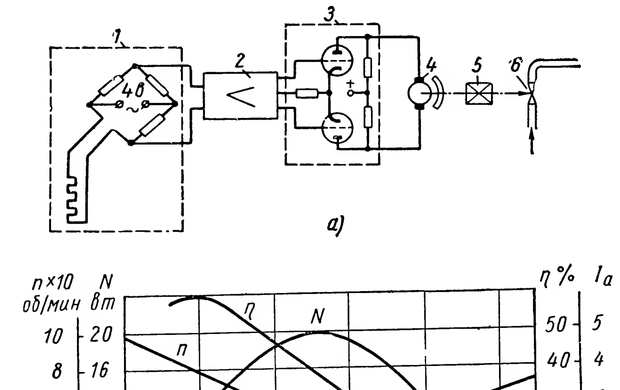
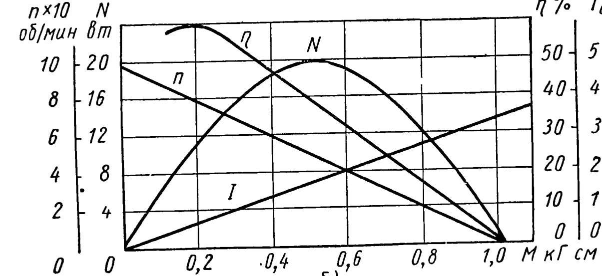
На фиг. IV.5,*а* показана схема интегрирующего регулятора постоянного тока, примененного в качестве корректора по температуре. Исполнительным элементом регулятора является двигатель с постоянными магнитами. Передаточная функция регулятора может быть записана в виде

$$W(s)=\frac{k_p}{s(T_{mc}s+1)(T_{Дв}s+1)}, \qquad \text{(IV. 8)}$$

где

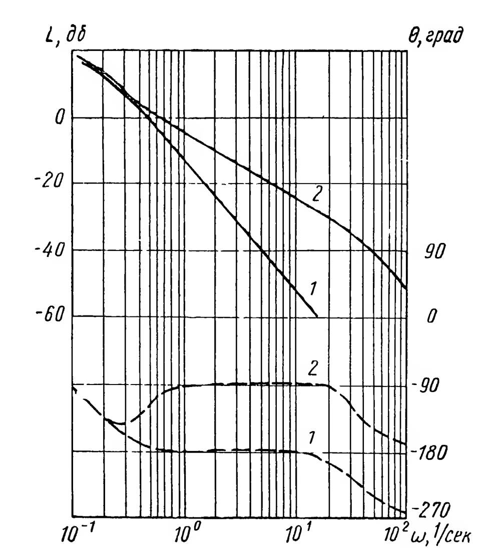
$$T_{Дв}=\frac{J}{k_D^2/R_я+F_T};$$

k_p — коэффициент усиления по скорости;
T_{mc} — постоянная времени термометра;

Фиг. IV.5. Схема электрического интегрального регулятора:

а — регулятор температуры: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — выходной каскад усилителя; *4* — серво-мотор-электродвигатель постоянного тока; *5* — редуктор; *6* — регулирующий орган; *б* — характеристики типового электрического сервомотора регулятора *N* — мощность; *n* — число оборотов в минуту, I_a — сила тока, η — коэффициент полезного действия, *M* — вращающий момент.



Фиг. IV.6. Частотные характеристики электрического регулятора (фиг. IV.5, *а*):

сплошные линии — амплитудные; штриховые — фазовые; кривые *1* относятся к регулятору без дифференцирующей цепочки; кривые *2* — к регулятору с дифференцирующей цепочкой.

J — момент инерции двигателя и редуктора;

k_D — приведенный коэффициент демпфирования электродвигателя;

$R_я$ — сопротивление якоря.

Определим значения коэффициентов, входящих в передаточную функцию (IV.6). Согласно характеристики [5] двигателя (фиг. IV.5, *б*) имеем:

$$I = 15\ Г \cdot см^2;\ M = 0{,}7\ кГ \cdot см;$$

угловая скорость якоря электродвигателя

$$\Omega = \frac{8700}{60} 2\pi = 913\ рад/сек;$$

постоянная демпфирования

$$D = \frac{0{,}700}{913} = 0{,}767 \cdot 10^{-3}\ кг \cdot см \cdot сек/рад;$$

постоянная времени

$$T_{Дв} = \frac{I}{D} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{0{,}700 \cdot 10^{-3}} = 21{,}4\ м \cdot сек;$$

сопротивление якоря

$$R_я = \frac{U}{I} = \frac{26}{3{,}3} = 7{,}9\ ом;\ k_D = \sqrt{\frac{R_я}{D}} = 77{,}8.$$

Если принять постоянную времени термометра $T_{mc} = 5$ *сек* и коэффициент усиления $k = 400$, то из выражения для передаточной функции получим

$$W(s) = \frac{5{,}2}{s(5s+1)(0{,}0214s+1)}. \qquad \text{(IV.9)}$$

При данной передаточной функции регулятор без корректирующей цепи не может обеспечить удовлетворительный переходный процесс в достаточно широком диапазоне изменения частот (фиг. IV.6). Если ввести в схему регулятора дифференцирующую цепочку RC, то диапазон частот использования регулятора расширяется, а передаточная функция регулятора принимает вид

$$W'(s) = \frac{5{,}2(2s+1)}{s(5s+1)(0{,}0214s+1)}. \qquad \text{(IV.10)}$$

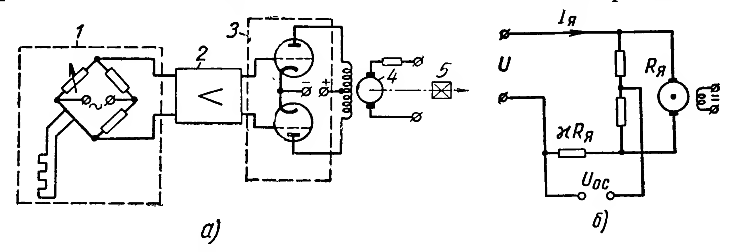
Соответствующие передаточной функции (IV.8) частотные характеристики регулятора изображены на фиг. IV.6. В рассматриваемых регуляторах применяются также двигатели постоянного тока с регулированием в цепи возбуждения.

Основные элементы такого регулятора определяются цепью возбуждения применяемого электродвигателя. Как известно,

управление такими электродвигателями осуществляется с помощью электронных усилителей, тиратронов или с помощью релейных устройств [3].

Электронные усилители обеспечивают плавное регулирование. Наименьшей мощности на выходе усилителя требует схема с возбуждением статорной обмотки электродвигателя.

Тиратронные схемы обеспечивают длительную работу, но вследствие большого падения напряжения они менее выгодны, чем релейные, особенно для низковольтных электродвигателей.



Фиг. IV.7. Электрический регулятор постоянного тока:

а — схема регулятора с электродвигателем постоянного тока, регулируемым в цепи возбуждения: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — выходной каскад; *4* — сервомотор; *5* — редуктор; *б* — схема стабилизации регулятора с использованием противоэлектродвижущей силы электродвигателя; $I_я$ — ток якоря; $R_я$ — сопротивление якоря; U_{oc} — напряжение обратной связи; U — напряжение на зажимах двигателя. $[U_{oc} = \varkappa (U - I_я R_я)]$.

Кроме того, тиратронные схемы сложнее, так как требуют либо специальных трансформаторов, либо отдельных источников питания постоянного тока.

Наиболее компактные схемы могут быть получены с помощью релейных усилителей. Эти усилители обладают высоким коэффициентом усиления, но имеют ограниченный срок службы и высокий уровень шума.

Принципиальная схема регулятора с двигателем, управляемым по току возбуждения, приведена на фиг. IV.7, *а*. Если на входе усилителя появится сигнал определенной полярности, то по обмоткам возбуждения потекут токи, которые создадут магнитный поток определенного направления. Этот магнитный поток вызовет вращение ротора электродвигателя в нужном направлении. При отсутствии сигнала на входе в усилитель вращающееся магнитное поле не создается и двигатель остается неподвижным. Для сохранения при разных режимах работы двигателя приблизительно постоянной силы тока в якоре в цепь якоря включается сопротивление. Передаточная функция интегрирующего регулятора будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k_p}{s(T_1 s + 1)(T_{эм} s + 1)(T_{ов} s + 1)}, \qquad (IV.11)$$

где k_p — коэффициент усиления регулятора по скорости;

T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
$T_{эм}$ — электромеханическая постоянная времени электродвигателя;
$T_{ов}$ — постоянная времени обмотки возбуждения.

В данном регуляторе для обеспечения торможения двигателя после его выключения необходимо принимать некоторые меры, иначе при значительном приведенном моменте инерции электродвигателя и нагрузки на процесс регулирования может оказывать вредное влияние выбег электродвигателя. Улучшения процесса регулирования можно достичь путем включения последовательных дифференцирующих цепочек RC либо интегрирующих контуров RC в цепь обратной связи. Высококачественный регулятор этого типа можно получить путем одновременного использования интегрирующего контура в цепи обратной связи с изменением коэффициента усиления в зависимости от сигнала рассогласования на входе усилителя.

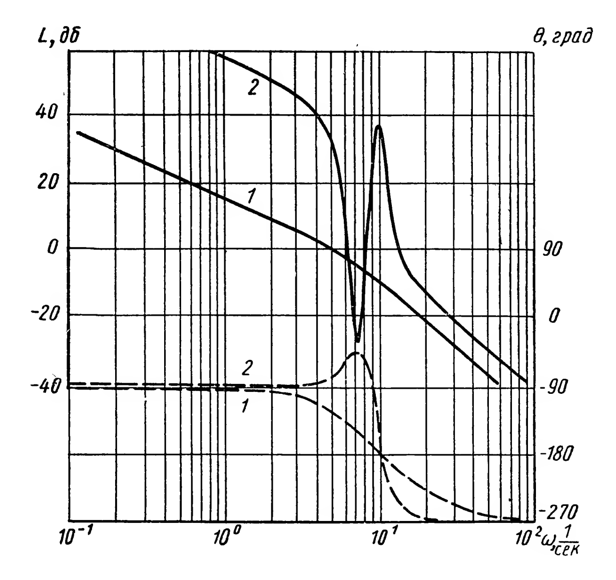
Одним из методов улучшения динамических характеристик рассматриваемых регуляторов является использование в цепях обратной связи регуляторов сигнала, пропорционального падению напряжения в якоре электродвигателя. Падение напряжения в якоре электродвигателя происходит за счет противоэлектродвижущей силы, появляющейся при изменении угловой скорости вращения якоря. Этот метод стабилизации может быть осуществлен, например, по варианту схемы, показанной на фиг. IV.7,*б*. Однако при этом методе точность стабилизации может оказаться недостаточной вследствие изменения сопротивления якоря от его нагрева, а также в результате изменения сопротивления щеток. Возникающие при этом ошибки будут, очевидно, тем меньше, чем меньше будет отношение падения напряжения в якоре к напряжению питания.

Примерные логарифмические частотные характеристики регулятора рассматриваемого типа приведены на фиг. IV.8 в виде кривых *1*.

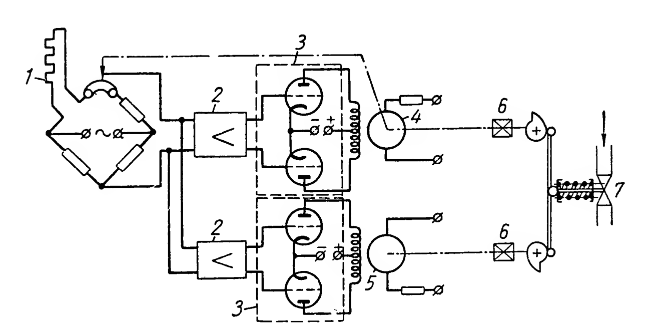
Пропорциональные регуляторы постоянного тока могут быть получены путем введения жесткой обратной связи с выхода сервомотора регулятора на вход усилителя. Такая обратная связь может быть осуществлена, например, с помощью потенциометра, как показано в верхней части схемы, приведенной на фиг. IV.9. Передаточная функция регулятора в этом случае будет иметь следующий вид:

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s^3 + T_3 s^2 + T_4 s + 1)} \qquad (IV.12)$$

Пропорционально-интегрирующие регуляторы могут быть собраны, например, по схеме, изображенной на фиг. IV.9. В этой схеме выходной статический сигнал суммируется с сигналом, пропорциональным интегралу отклонения регулируемой величи-



Фиг. IV.8. Частотные характеристики электрического регулятора с электродвигателем, регулируемым в цепи возбуждения. Кривые *1* относятся к интегрирующему регулятору, кривые *2* — к пропорционально-интегрирующему регулятору.



Фиг. IV.9. Схема электрического регулятора пропорционально-интегрирующего типа:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — выходной каскад; *4* — сервомотор; *5* — интегрирующий электродвигатель; *6* — редуктор; *7* — регулирующий орган.

ны. Передаточная функция этого регулятора (при совершенно одинаковых двигателях) будет иметь вид

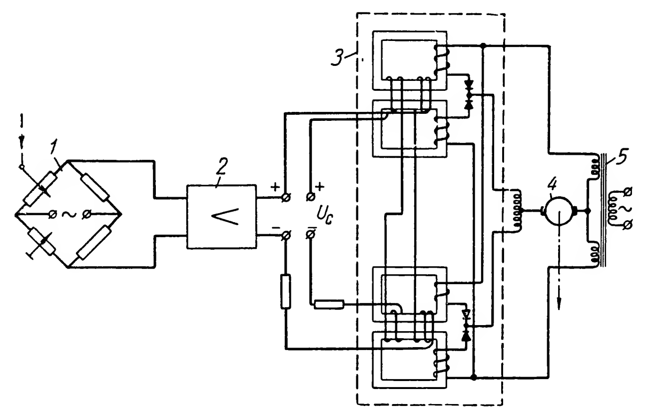
$$W(s) = \frac{\tau_1 s^3 + \tau_2 s^2 + \tau_3 s + 1}{s\left(T_{из}s+1\right)\left(T_1^2 s^2 + 2\zeta_1 T_1 s + 1\right)\left(T_2 s^3 + T_3 s^2 + T_4 s + 1\right)}, \tag{IV.13}$$

где

$$\tau_1 = \frac{2T_{эм}T_{ов}}{1+k_{Дв}}; \quad \tau_2 = \frac{2\left(T_{эм}+T_{ов}\right)}{1+k_{Дв}}; \quad \tau_3 = \frac{1}{1+k_{Дв}};$$

$$T_1 = \sqrt{T_{эм}T_{ов}}; \quad \zeta_1 = \frac{T_{эм}+T_{ов}}{2\sqrt{T_{эм}\,T_{ов}}}; \quad T_2 = \frac{T_{эм}T_{ов}}{k_{Дв}};$$

$$T_3 = \frac{T_{эм}+T_{ов}}{k_{Дв}}; \quad T_4 = \frac{1}{k_{Дв}}.$$

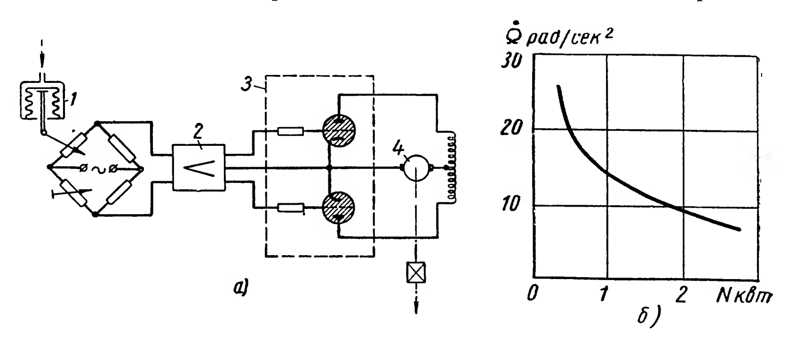


Фиг. IV.10. Схема электрического интегрирующего регулятора с магнитным усилителем:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — магнитный усилитель; *4* — сервомотор; *5* — выходной трансформатор.

Примерные частотные характеристики этого регулятора для средних значений его параметров приведены в виде кривых *2* на фиг. IV.8. В данном примере оказалось, что постоянные времени $T_{эм}$ и $T_{ов}$ близки между собой для обоих двигателей. Однако и в этом случае очевидно преимущество пропорционально-интегрирующего регулятора по сравнению с чисто интегрирующим. Первый регулятор, обладая значительно бóльшим запасом по фазе, допускает работу с высоким коэффициентом усиления и поэтому он особенно пригоден для объектов, имеющих запаздывание. Второй, несмотря даже на ограничение полосы пропускания, не может обеспечить процесс регулирования такого же качества. При повышенных требованиях к надежности, а также при более мощных сервомоторах применяются регуляторы с магнитными усилителями (фиг. IV.10).

Электрические регуляторы при бóльшей мощности выходного элемента — двигателя — выполняются также с тиратронными усилителями. На фиг. IV.11,*а* приведена схема регулятора с однополупериодным тиратронным усилителем для двигателя с разделенной обмоткой при питании переменным током. К числу особенностей этих регуляторов с тиратронными усилителями следует отнести возможность получения большого тока на выходе усилителя одновременно с возможностью плавного изменения его среднего значения пропорционально величине управляющего сигнала. В практических схемах обычно применяют



Фиг. IV.11. Электрический интегрирующий регулятор с тиратронным усилителем:

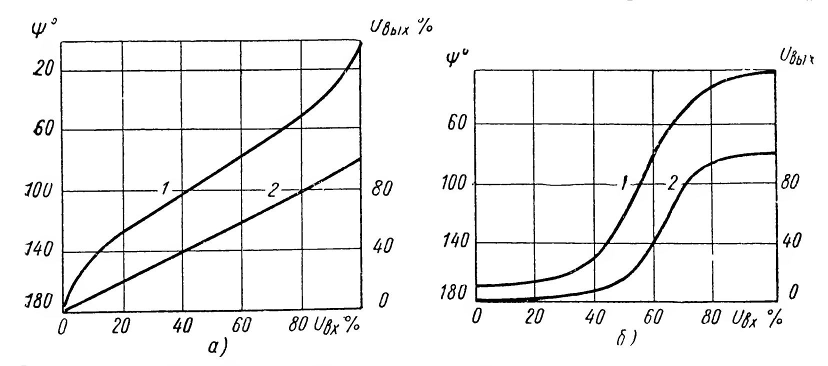
а — схема регулятора: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель напряжения; *3* — усилитель мощности на тиратронах; *4* — сервомотор; *б* — зависимость допустимых ускорений, получаемых на выходе регулятора с тиратронным усилителем от мощности сервомотора.

управляющий сигнал переменного тока. При этом в большинстве схем используется способ амплитудного управления, поскольку фазовое управление является менее чувствительным. Регуляторы с тиратронным усилением ввиду возможности получения на выходе усилителя большого тока могут обеспечить большое начальное ускорение (фиг. IV.11,*б*).

Схемы регуляторов с тиратронными усилителями весьма разнообразны. В основном они отличаются способами зажигания тиратронов. Одним из самых простых и распространенных способов управления фазовым углом зажигания тиратронов является применение постоянного сигнала переменной амплитуды и полярности при фиксированном переменном сеточном смещении, сдвинутом относительно анодного напряжения на 90°. При этом постоянное напряжение на выходе тиратронов примерно пропорционально входному сигналу (фиг. IV.12,*а*) [3]. При переменном управляющем сигнале наиболее рациональным способом управления зажиганием тиратронов является суммирование управляющего сигнала с фиксированным переменным сеточным напряжением небольшой амплитуды, сдвинутым примерно на 150° относительно анодного напряжения. Характеристики уси-

лителя при этом способе управления являются, однако, менее линейными (фиг. IV.12,*б*).

Передаточная функция регуляторов с тиратронными усилителями по существу не отличается от приведенного выше выражения (IV.11) для регуляторов с ламповыми усилителями, поскольку в диапазоне рабочих частот не сказывается запаздывание, вносимое тиратронным усилителем, составляющее для однополупериодной схемы около 0,002 *сек*. На фиг. IV.13, *а* при-



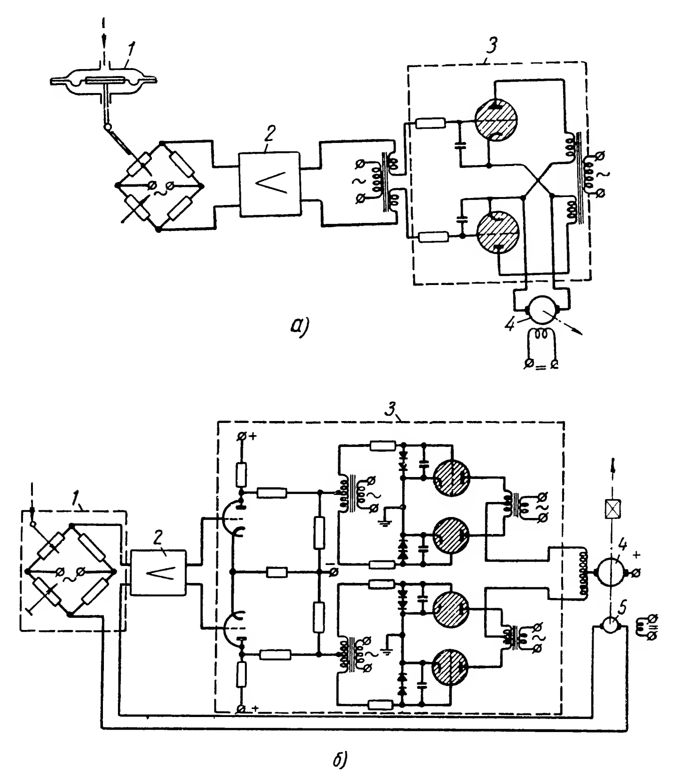
Фиг. IV.12. Изменение характеристик тиратронных усилителей электрических регуляторов в зависимости от способа зажигания тиратронов [5]:

а — при управлении углом зажигания с помощью постоянного напряжения; *б* — то же при переменном управляющем напряжении; *1* — угол изменения зажигания; *2* — выходное напряжение усилителя, $U_{вх}$ — управляющее напряжение; ψ° — угол зажигания; $U_{вых}$ — выходное напряжение усилителя.

ведена схема регулятора с тиратронным усилителем, обеспечивающая достаточно высокое ускорение. В этом регуляторе на выходе однополупериодного двигателя мощности применяются два тиратрона: один — для регулирования скорости; другой — для реверсирования электродвигателя, являющегося сервомотором. Усилитель (не показанный на схеме) состоит из фазового детектора, каскада усиления постоянного тока и фазового инвертора. Для улучшения качества процесса после фазового детектора включен дифференцирующий *RC*-контур. Результирующее постоянное напряжение для регулирования момента зажигания каждого из двух тиратронов складывается с запаздывающим на 90° переменным сеточным напряжением. Для предупреждения ложного зажигания тиратронов между сеткой и катодом тиратронов включены небольшие емкости.

На фиг. IV.13,*б* изображена схема регулятора с малоинерционным электродвигателем постоянного тока и двухполупериодным тиратронным усилителем мощности. Усиленное постоянное напряжение, пропорциональное сумме напряжений сигнала измерительного устройства и тахометра обратной связи, суммируется с постоянным сеточным напряжением переменного тока, сдвинутым по фазе на 90° от анодного. Благодаря этому, в

зависимости от полярности суммарного сигнала, угол зажигания одной пары тиратронов может плавно изменяться, в то время как другая пара тиратронов не проводит.



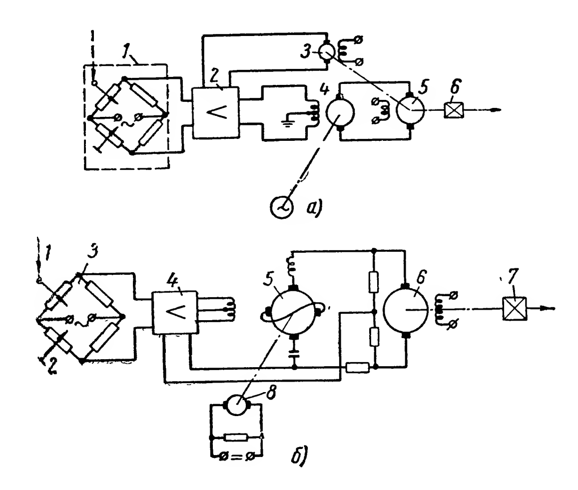
Фиг. IV.13. Электрические регуляторы с тиратронным усилителем:

а — вариант схемы, обеспечивающий высокое ускорение на выходе; *б* — вариант схемы с двухполупериодным тиратронным усилителем мощности и малоинерционным сервомотором; *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель напряжения; *3* — усилитель мощности на тиратронах; *4* — сервомотор; *5* — тахогенератор.

В условиях широкого внедрения средств автоматизации технологических процессов чрезвычайно возрастает значение развития электрических регуляторов с мощными электродвигателями на выходе в качестве сервомоторов. Среди различных электрических регуляторов значительное место должно быть отведено типам с электродвигателями постоянного тока, вследствие высокой гибкости их управления.

Схемы регуляторов, в которых применяются мощные электродвигатели постоянного тока, практически не отличаются от рассмотренных выше, но к самим двигателям при этом предъявляются особые требования. Так, для целей регулирования яв-

ляются пригодными электродвигатели с малой инерцией (от $^1/_3$ до $^1/_2$, считая от момента инерции электродвигателя нормального исполнения), а также с усиленной конструкцией вала, подшипников и обмотки якоря, способных противостоять резким изменениям скорости электродвигателя. При выходной мощности в пределах 3—25 *квт* предпочтительно создавать регуляторы



Фиг. IV.14. Электрические регуляторы с электромашинным усилителем:

а — схема регулятора с ЭМУ: *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — тахогенератор; *4* — ЭМУ; *5* — сервомотор; *6* — редуктор; *б* — схема регулятора с амплидином: *1* — ввод регулируемого параметра, *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — усилитель напряжения, *5* — ЭМУ, *6* — сервомотор; *7* — редуктор, *8* — приводной двигатель

с тиратронными и магнитными усилителями и электродвигателями с управлением в цепи якоря. При более высоких мощностях наивыгоднейшими будут электрические регуляторы с электромашинными усилителями. Что касается закона управления, который должен осуществлять регулятор, то основным, базовым типом регулятора здесь является интегрирующий регулятор.

Пропорциональный регулятор, как было показано выше, может быть получен путем введения в интегрирующий регулятор жесткой обратной связи той или иной конструкции. Определяющей здесь является схема сравнения на входе в усилитель. Если схема сравнения выполнена на сопротивлениях, то обратную связь предпочтительно осуществлять с помощью потенциометра. При схеме сравнения на индуктивных сопротивлениях обратную связь выгодно выполнять также в виде индуктивного сопротивления, но в ряде случаев можно применять и омические сопротивления.

4. РЕГУЛЯТОРЫ С ЭЛЕКТРОМАШИННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ (ЭМУ)

Эти регуляторы различаются по типу ЭМУ, входящего в схему регулятора. В соответствии с этим известны следующие основные типы регуляторов с ЭМУ: с независимым возбуждением, с поперечным возбуждением и с самовозбуждением. К первому типу относятся регуляторы с приводом Вард-Леонарда, ко второму — так называемые амплидины и к третьему — рототролы, регулексы и т. п. Регуляторы первого типа ввиду ряда недостатков самого привода (инерционность порядка 0,1 *сек*, нечувствительность до нескольких десятых *вт*) требуют обычно достаточно сложных двухкаскадных усилителей, в которых в качестве первого каскада используются чаще всего ламповые или магнитные усилители. Далее эти регуляторы отличаются наличием некоторого гистерезиса, приводящего (при значительной величине петли) к нелинейности их характеристик. Из других недостатков следует отметить довольно высокий уровень шума и создаваемые им помехи на радиочастотах.

Принципиальная схема регулятора с ЭМУ независимого возбуждения приведена на фиг. IV.14,*а*. Для уменьшения влияния индуктивности якоря ЭМУ на динамику регулятора в конструкции якоря обычно предусматриваются компенсирующие обмотки. Опуская индуктивность якоря $L_я$, выражение для передаточной функции регулятора этого типа может быть записано в виде

$$W(s) = \frac{k'}{s(T_1 s + 1)}, \qquad \text{(IV.14)}$$

где $k' = k/T$;

k — коэффициент усиления;

T_1 — постоянная времени измерительного устройства;

$T - k_у k_T + T_Г$;

k_T — коэффициент усиления тахогенератора;

$T_Г$ — постоянная времени обмоток генератора ЭМУ.

Мощность управления ЭМУ в этих регуляторах составляет от 0,5 до 5—7% от мощности сервомотора. При желании увеличить общий коэффициент усиления регулятора можно применить двухкаскадный ЭМУ, но при этом увеличится общая постоянная времени.

На фиг. IV.14,*б* приведена схема регулятора с ЭМУ с поперечным возбуждением (типа амплидина). Регуляторы этого типа отличаются высоким коэффициентом усиления (до 10 000), а мощность их сервомотора нередко достигает 25 *квт*. В качестве первого каскада усиления обычно используются ламповые или магнитные усилители. Для стабилизации часто используется противоэлектродвижущая сила электродвигателя. Передаточная функция регулятора этого типа для линейного режима работы

ЭМУ (до наступления насыщения) будет иметь вид

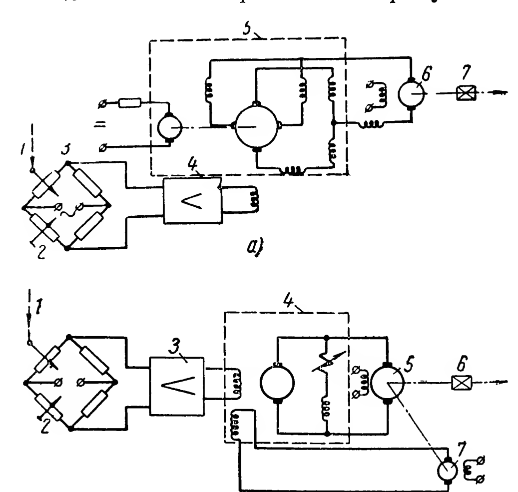
$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)(T_{ЭМУ} s + 1)}, \qquad (IV.15)$$

где k — коэффициент усиления регулятора (он зависит от коэффициента усиления измерительного устройства, постоянных ЭМУ и коэффициента усиления электродвигателя);

T_1 — постоянная времени измерительной системы;

$T_{ЭМУ} = \frac{L_{ЭМУ}}{R_{ЭМУ}(1 + k_{Дв} k_{ЭМУ})}$ — постоянная времени ЭМУ.

Диапазон регулирования (по угловой скорости выходного вала) достигает от 0,1 до 100%. Области применения регуляторов с ЭМУ поперечного возбуждения весьма обширны. Сюда относятся станы горячей и холодной прокатки, бумагоделательные машины, металлообрабатывающие станки всех видов, электропечи, синхронные мотор-генераторы, управление судами и другими подвижными объектами и многие другие объекты регулирования.



Фиг. IV.15. Электрические регуляторы с двухступенчатыми ЭМУ:

а — схема регулятора с рототролом: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — усилитель напряжения; *5* — рототрол; *6* — сервомотор; *7* — редуктор; *б* — схема регулятора с регулексом: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — усилитель напряжения; *4* — регулекс; *5* — сервомотор; *6* — редуктор; *7* — тахогенератор.

Среди регуляторов с ЭМУ, в генераторах которых используется эффект самовозбуждения, особенно широко известны так называемые рототролы и регулексы. Как известно, принцип работы используемых в них ЭМУ основан на нелинейной характеристике их намагничивания. В практике чаще встречаются регуляторы с двухступенчатыми рототролами. Принципиальная схема регулятора с двухступенчатым рототролом приведена на фиг. IV.15, *а* [5]. Схема регулятора с ЭМУ типа регулекс показана на фиг. IV.15, *б*.

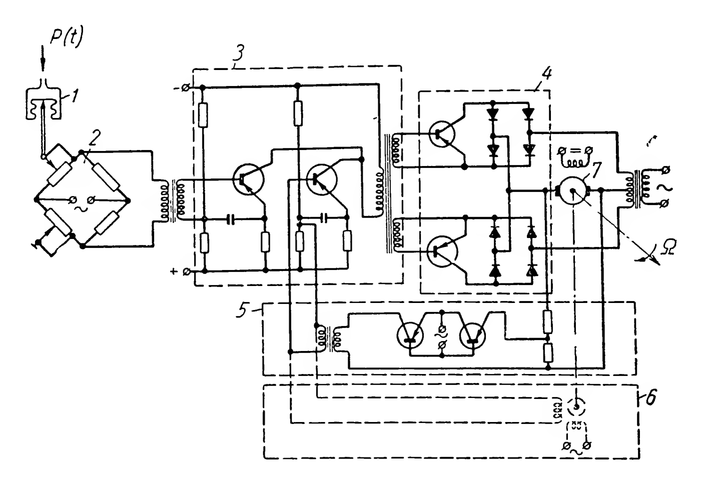
Передаточные функции регулятора с ЭМУ типа רототрол или регулекс практически не отличаются от выражения (IV.15), если их двигатель выполнен с малой индуктивностью.

Для улучшения динамических характеристик этих регуляторов обычно применяют различные обратные связи: по току, проходящему по последовательно включенному сопротивлению; по напряжению на зажимах; по потоку, измеряемому с помощью специальной обмотки; по напряжению тахогенератора или акселерометра, измеряющих ускорение вала электродвигателя. Сигнал обратной связи того или другого вида обычно подводится либо в качестве магнитодвижушей силы (при дополнительной обмотке), либо в виде напряжения на вход в усилитель (часто на сетку промежуточной лампы). В качестве управляющих усилителей рационально использовать усилители переменного тока с демодуляторами и соответствующими фильтрами. В особо ответственных случаях целесообразно применять в этих регуляторах магнитные усилители, однако это привносит в систему некоторое запаздывание. Применение корректирующих цепей при магнитных усилителях обычно ограничено вследствие нелинейности характеристик последних. При проектировании таких регуляторов необходимо предусматривать достаточную мощность предварительных усилителей для использования ЭМУ до насыщения. Кроме указанных ламповых и магнитных усилителей, в этих регуляторах могут быть использованы также тиратронные и релейные усилители. Дальнейшее конструктивное совершенствование электрических регуляторов с электродвигателями постоянного тока особенно малых и средних мощностей возможно при использовании в них полупроводниковых усилителей. При этом достигается значительное уменьшение габаритных размеров и веса регулятора.

Надежность работы такого регулятора зависит от температурных условий. При небольших изменениях температуры надежность работы регулятора повышаётся, небольшой же разброс характеристик практически мало сказывается.

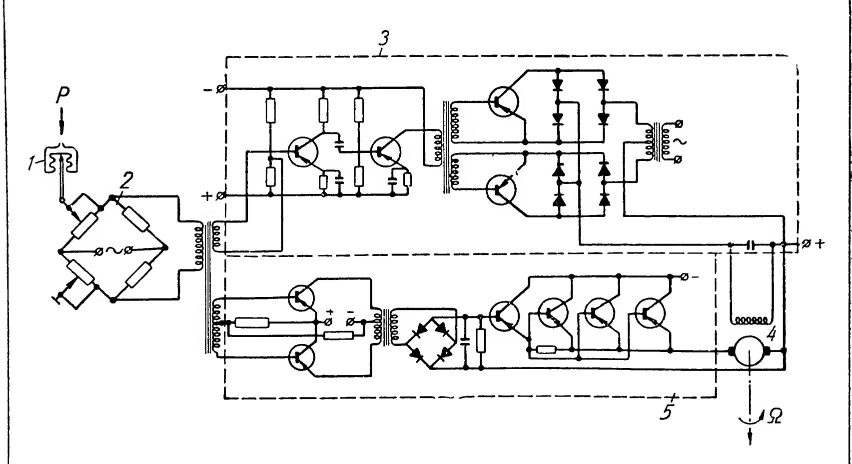
На фиг. IV.16 показан вариант схемы электрического регулятора с двигателем постоянного тока и полупроводниковым усилителем для управления электродвигателем через цепь якоря.

Другой вариант регулятора с полупроводниковым усилителем, осуществляющим регулирование скорости электродвигателя через цепь якоря, а реверсирование — через цепь обмотки возбуждения, показан на фиг. IV.17. Применение дополнительного канала в усилителе для реверсирования электродвигателя позволяет упростить более мощную цепь управления током якоря и приводит к общему упрощению усилителя и повышению его надежности. Недостатком подобной схемы является увеличение (на 30—35%) постоянной времени электродвигателя.



Фиг. VI.16. Схема электрического регулятора с электродвигателем постоянного тока и полупроводниковым усилителем:

1 — измерительное устройство; *2* — схема сравнения; *3* — каскады усиления и суммирования; *4* — оконечный каскад; *5* — обратная связь; *6* — вариант тахометрической обратной связи; *7* — электродвигатель; Ω — выходная величина регулятора (угловая скорость).

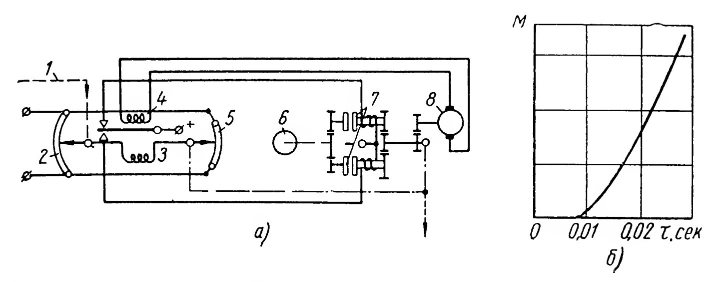


Фиг. VI.17. Схема электрического регулятора с электродвигателем постоянного тока и полупроводниковым усилителем:

1 — измерительное устройство; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель реверсирования электродвигателя; *4* — электродвигатель; *5* — усилитель мощности в цепи якоря; Ω — выходная величина регулятора.

5. РЕГУЛЯТОРЫ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МУФТАМИ

В электрических регуляторах нередко, кроме электродвигателей, применяются в качестве сервомоторов электромагнитные муфты. На фиг. IV.18,*а* приведена схема такого регулятора. Сигнал от измерительного устройства поступает на мостиковую схему, образованную двумя потенциометрами: на входе и в цепи обратной связи. В диагональ моста включена обмотка поляризованного реле, управляющего током возбуждения обмоток

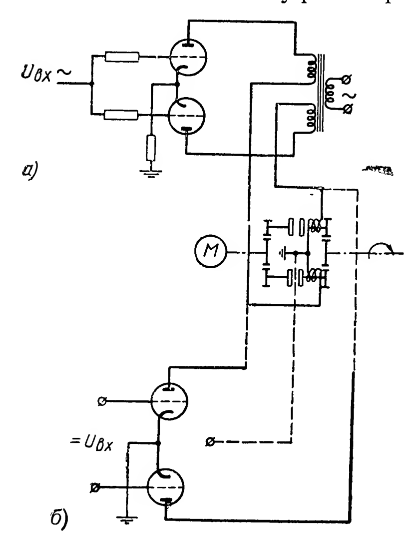


Фиг. IV.18. Электрический регулятор с электромагнитной муфтой:
а — схема регулятора: *1* — ввод от измерительного устройства; *2* — входной потенциометр; *3* — управляющая обмотка реле; *4* — обмотка скоростной обратной связи; *5* — потенциометр жесткой обратной связи: *6* — электродвигатель; *7* — электромагнитные муфты; *8* — тахогенератор; *б* — кривая запаздывания электромагнитной муфты: *М* — момент на выходе муфты; τ — запаздывание в *сек*.

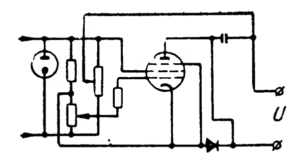
электромагнитной муфты. Для линеаризации системы вибрационным методом применяется генератор, приводимый от выходного вала и включенный на вторую обмотку реле в цепи обратной связи. При малом управляющем сигнале на первой обмотке система будет осуществлять регулирование в скользящем режиме. При большом сигнале реле будет залипать в одном из крайних положений и на выходе системы будет иметь место однозначное отрабатывание выходного вала. Достижимая в таких системах точность сравнима с точностью высококачественных линейных систем. При работе механизма в вибрационном режиме его долговечность много меньше, а достижимый коэффициент усиления ниже, чем у обычных неколебательных систем. Конструкции и характеристики различных электромагнитных муфт приведены в [3]. Здесь лишь укажем, что обычные муфты обладают известным запаздыванием (фиг. IV.18,*б*), которое может значительно ухудшить динамические свойства системы.

В последнее время в отдельных случаях стали применяться муфты нового типа, обеспечивающие весьма малое время запаздывания. Так, кристаллические муфты (из титаната бария) имеют время запаздывания меньше 0,2 *мсек*. В этих муфтах используется пьезоэлектрический кристалл, который изменяет свои размеры при подводе к нему постоянного напряжения и тем

перемещает диск муфты. При напряжении около 500 *в* можно снять с выхода момент до 1,5 *кГ·см*. Другая конструкция муфты, основанная на электродинамическом принципе, представляет собой помещенную в постоянное магнитное поле катушку, обтекаемую постоянным током управления. При взаимодействии тока с полем муфта перемещается и осуществляет сцепление. Можно указать, как пример, что одна из таких муфт обеспечивала момент до 0,72 *кГ·см* при времени запаздывания меньше 0,33 *мсек*. Особенность управляющих цепей, используемых для приведения в действие электромагнитных муфт, заключается в том, что возбуждение муфты производится постоянным током. Для сглаживания переменной составляющей сигнала и предупреждения дребезжания муфты обычно применяют *RC*-фильтры. Однако фильтры снижают возможное быстродействие муфты.



Фиг. IV.19. Схемы управления порошковыми муфтами, применяемыми в электрических регуляторах:
а — на переменном токе; б — на постоянном токе.



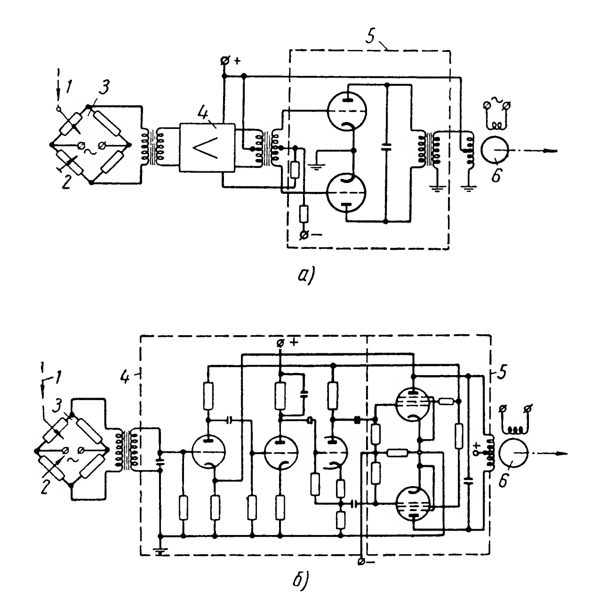
Фиг. IV.20. Схема управления муфтой с линейным ускорением на выходе

На фиг. IV.19 приведены основные схемы описываемых регуляторов в части управления порошковыми муфтами на постоянном и переменном токе. При регулировании некоторых машин возникает необходимость обеспечения линейных ускорений на выходе регулятора. Примерная схема управления муфтой с линейным ускорением на выходе приведена на фиг. IV.20. Основным элементом схемы является емкость, скорость зарядки (разрядки) которой постоянна, что и обеспечивает линейную скорость увеличения выходного напряжения. Скорость зарядки (разрядки) конденсатора регулируется величиной сеточного напряжения. Конденсатор разряжается через выпрямитель.

6. РЕГУЛЯТОРЫ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Среди всех известных типов электрических регуляторов наиболее распространенными являются регуляторы с различными электродвигателями переменного тока. Это объясняется глав-

ным образом большими преимуществами усилителей переменного тока по сравнению с усилителями постоянного тока. В рассматриваемых регуляторах электродвигатели небольшой мощности обычно подключаются к выходу усилителя либо с помощью выходного трансформатора (фиг. IV.21,*а*), либо управляющая обмотка электродвигателя включается непосредственно в



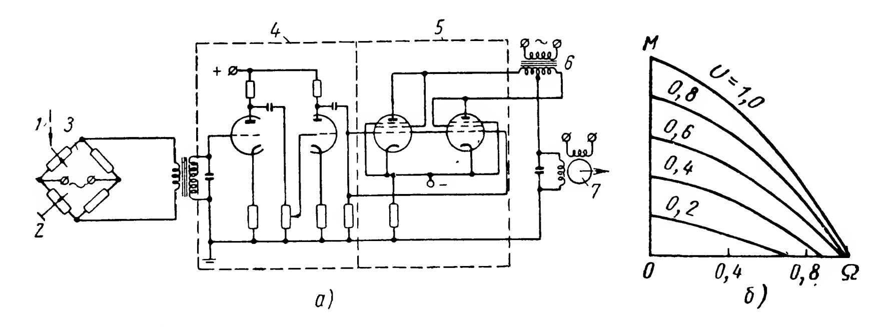
Фиг. IV.21. Электрические регуляторы на переменном токе:

а — схема интегрирующего регулятора с маломощным сервомотором: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — усилитель напряжения; *5* — выходной каскад усилителя; *6* — сервомотор-электродвигатель переменного тока; *б* — схема регулятора интегрирующего типа без выходного трансформатора: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — усилитель напряжения; *5* — выходной каскад; *6* — сервомотор.

цепь анодов выходного каскада усилителя (фиг. IV.21,*б*). В описываемых регуляторах часто не требуется тщательной фильтрации питания анодов, и последнее может быть осуществлено, как показано на фиг. IV.22. При использовании однотактных усилителей обмотка электродвигателя несколько греется, но при этом одновременно достигается дополнительное демпфирование электродвигателя, выгодное для улучшения процесса регулирования.

В регуляторах с электродвигателями переменного тока практически применяют те же методы стабилизации, что и в регуляторах с электродвигателями постоянного тока. Здесь использу-

ются: последовательные корректирующие цепи (интегрирующие, дифференцирующие, интегро-дифференцирующие); параллельные корректирующие цепи (интегрирующие контуры в цепях обратных связей, тахогенераторы, акселерометры); стабилизация с помощью дополнительных моментов (вязкий демпфер, инерционный демпфер, вязкое трение). Из числа указанных средств стабилизации, применимых в цепях управления электродвигателями переменного тока, корректирующие цепи RC используются реже вследствие их большой сложности и зависимости их характеристик от изменений несущей частоты. Применяются также корректирующие контуры RC на постоянном токе.



Фиг. IV.22. Электрический регулятор с двигателем переменного тока:

а — вариант схемы регулятора с однотактным усилителем: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — усилитель напряжения; *5* — выходной каскад; *6* — выходной трансформатор; *7* — сервомотор; *б* — статические характеристики типового сервомотора переменного тока: *M* — относительный момент на валу; *U* — напряжение; Ω — угловая скорость.

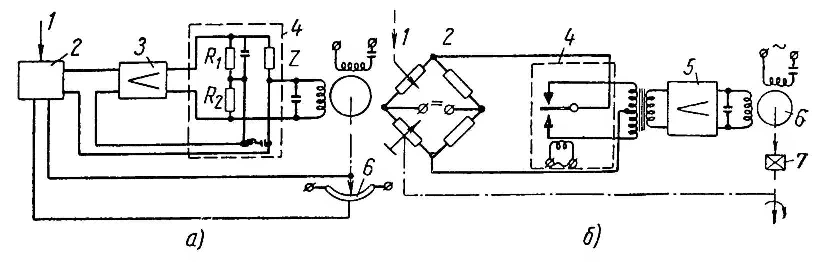
Эти контуры, хотя и требуют введения в схему демодуляторов и модуляторов, могут обеспечить большие фазовые сдвиги.

Оценивая указанные выше способы стабилизации, следует указать, что внутридвигательное демпфирование дает малую динамическую и умеренную статическую точность; вязкие и инерционные демпферы, обеспечивая высокую динамическую точность, отличаются низкой собственной частотой; тахогенераторы в цепях обратных связей имеют малую динамическую точность, но дают высокую статическую точность и отличаются сильным демпфированием и низкой собственной частотой; корректирующие контуры переменного тока (резонансный демпфер, параллельный Т-образный мост) имеют высокие динамическую точность и собственную частоту, но требуют точного регулирования несущей частоты. Электродвигатели переменного тока, применяемые в качестве сервомоторов, при статических характеристиках, имеющих вид падающих кривых (фиг. IV.22,*б*), обеспечивают определенное демпфирование. Для определения коэффициента «вязкого» демпфирования достаточно иметь кривые противоэлектродвижущей силы при нулевом уп-

равляющем напряжении. С достаточной точностью этот коэффициент можно определить по формуле [5]:

$$k_D = \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{момент при } \omega = 0}{\text{синхронная угловая скорость}}.$$

Для получения достаточного коэффициента демпфирования необходимо иметь усилитель с низкоомным выходом. Однако наибольшего эффекта можно добиться в схемах с обратными связями в усилителе, например при положительной обратной связи по противоэлектродвижущей силе электродвигателя. Усилители с высокоомным выходом невыгодны тем, что моментная



Фиг. IV.23. Электрический регулятор пропорционального типа с коррекцией: *а* — схема регулятора с использованием противоэлектродвижущей силы в цепи обратной связи: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — измерительное устройство; *3* — усилитель; *4* — мостовая схема; *5* — сервомотор; *6* — потенциометр обратной связи; *б* — схема регулятора с вибропреобразователем: *1* — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — вибропреобразователь; *5* — усилитель, *6* — сервомотор; *7* — редуктор.

характеристика электродвигателя принимает вид кривой с резко выраженным максимумом, как у однофазного электродвигателя. Влияние выходного сопротивления усилителя на форму моментной характеристики электродвигателя объясняется тем, что сопротивление электродвигателя является функцией угловой скорости вращения его якоря.

На фиг. IV.23,*а* приведена схема использования демпфирующего действия противоэлектродвижущей силы вместо специального тахогенератора. Напряжение, снимаемое с мостика, приблизительно пропорционально угловой скорости электродвигателя. При этом необходимо, чтобы баланс моста соблюдался при возможных изменениях температуры и частоты. Усилитель регулятора необходимо рассчитывать с учетом дополнительного рассеивания мощности в элементах мостика. При высоких требованиях к динамической точности это демпфирование не дает нужного эффекта и в этом случае для улучшения характеристики регулятора приходится прибегать к применению дополнительных корректирующих цепей.

Как было показано [3], для рассматриваемых регуляторов невозможно создать идеальный корректирующий контур с точно симметричной характеристикой для обоюдостороннего отклоне-

ния несущей частоты. Регуляторы поэтому имеют узкую полосу частот пропускания, обычно не более 5% от несущей частоты. Ввиду этого приходится ограничиваться применением геометрически симметричных контуров на низкой частоте или на несущей частоте при аппроксимации их передаточной функции некоторой функцией с полюсами на отрицательной вещественной оси. Таковы, например, параллельный Т-образный и мостовой Т-образный контуры. Этот способ коррекции обычен для пропорциональных регуляторов с опережением, т. е. для ПД регуляторов.

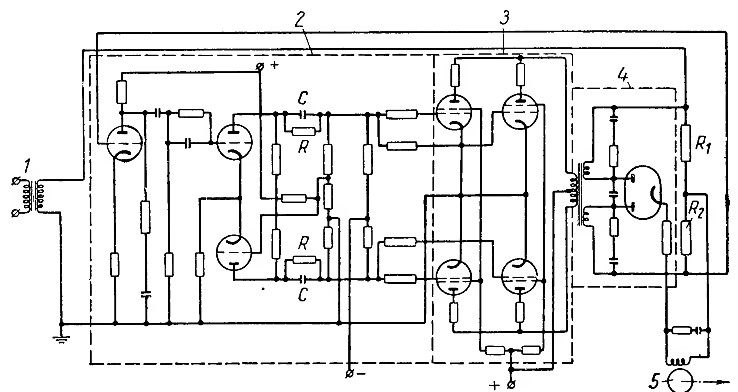
Отмеченные выше недостатки корректирующих контуров приводят к сдвигу фазы при нулевом сигнале, что уменьшает коэффициент усиления и момент электродвигателя. Нарушение симметрии характеристики корректирующего контура приводит к появлению дополнительных составляющих несущего напряжения и уменьшению запаса устойчивости системы по фазе.

Применение корректирующих контуров требует примерно десятикратного увеличения коэффициента усиления усилителя, что усиливает влияние шумов в системе. Применение фильтров для уменьшения влияния высших гармоник приносит некоторое запаздывание, что снижает эффект от применения корректирующих контуров. Поэтому указанный метод стабилизации следует по возможности применять только в том случае, когда другие не дают требуемого эффекта. Использование в регуляторах переменного тока стабилизирующих контуров постоянного тока приводит к необходимости дополнительного применения демодуляторов и модуляторов. Из числа многих существующих схем этих устройств [3] в электрических промышленных регуляторах наиболее часто применяют поляризованные реле (вибропреобразователи). Вибропреобразователи отличаются низким уровнем шума. К другим их преимуществам можно отнести малые потери сигнала, хорошую изоляцию цепей и независимость в выборе параметров цепей сигнала. Главными недостатками их являются износ контактов и фазовый сдвиг колебаний при изменении сетевой частоты.

Во многих случаях удается достичь наилучшего решения при использовании в схеме регулятора как постоянного, так и переменного тока. Эти системы можно подразделить на две группы, отличающиеся порядком чередования постоянного и переменного напряжений. На фиг. IV.23,*б* приведена наиболее часто встречающаяся схема регулятора, применяемого при повышенных требованиях к динамической точности. Фазовый сдвиг напряжения, питающего обмотки возбуждения электродвигателя и вибропреобразователя, обеспечивается соответствующими емкостями. Усилитель регулятора этого типа свободен от дрейфа.

Регуляторы, у которых на входе используется переменный сигнал, преобразуемый затем в постоянное напряжение, обычно

применяются в случаях, когда при повышенных требованиях к точности хотят получить глубокое регулирование скорости. В такой системе обычно стремятся использовать преимущества систем, работающих на переменном и постоянном токе, применяя усилитель переменного тока с демодулятором и электродвигатель постоянного тока. На фиг. IV.24 приведена схема подобного регулятора интегрирующего типа без измерительного



Фиг. IV.24. Схема электрического регулятора с глубоким диапазоном регулирования:

1 — ввод от измерительного устройства, *2* — усилитель напряжения; *3* — выходной каскад; *4* — демодулятор; *5* — сервомотор

устройства. В этой схеме для обеспечения пропорциональности между выходным постоянным сигналом и переменным входным сигналом последний после усиления выпрямляется диодом. Падению переменного напряжения на сопротивлениях R_1 и R_2 пропорционален постоянный выходной ток, который подается затем на вход первой лампы усилителя. Точность работы последнего в основном зависит от качества сопротивлений R_1 и R_2. На выходе регуляторов с таким усилителем могут применяться моментные двигатели и другие подобные устройства, управляемые постоянным напряжением.

В электрических регуляторах переменного тока чаще других применяются двухтактные каскады усиления мощности. Частотные характеристики регулятора с электродвигателем переменного тока для практически осуществимой полосы пропускания и малых отклонений регулируемого параметра мало отличаются от характеристик регуляторов с электродвигателями постоянного тока. Передаточная функция регулятора с двухфазным электродвигателем, у которого существует линейная зависимость крутящего момента от управляющего напряжения [3], приближенно может быть записана в виде

$$W(s) = \frac{k_p}{s(T_1 s + 1)(T_м s + 1)(T_э s + 1)}, \qquad (IV.16)$$

где $k_p = k_1 k_v$ — коэффициент усиления регулятора;

T_1 и κ_1 — постоянная времени и коэффициент усиления измерительного устройства;

$T_м = \frac{J}{D}$ — механическая постоянная времени электродвигателя;

$T_э = \frac{L}{R}$ — электрическая постоянная времени электродвигателя;

J — момент инерции ротора;

D — коэффициент демпфирования;

L и R — индуктивность и сопротивление обмотки управления;

$k_v \frac{M_0}{D \cdot U_0}$ — [*рад/сек · в*]; [*Г · см/в*].

Если известна статическая характеристика, т. е. изменение момента электродвигателя от угловой скорости его ротора, то коэффициент демпфирования определяется из соотношения

$$D = \frac{M_0 + M_\Omega}{\Omega}, \qquad \text{(IV.17)}$$

где M_0 — крутящий момент электродвигателя при $\Omega = 0$;

M_Ω — крутящий момент при нормальной скорости Ω.

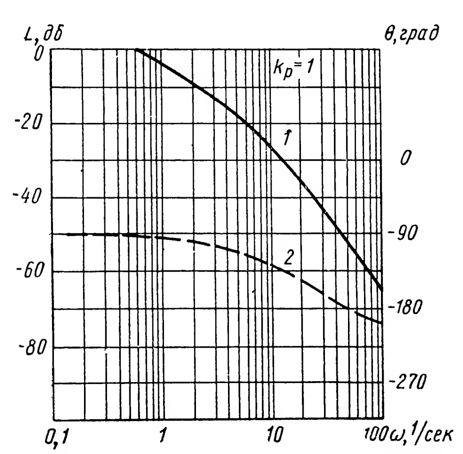
Вообще при любой скорости $D = -\frac{\partial M}{\partial \Omega}$. Отрицательное значение частной производной указывает на наличие внутреннего демпфирования у электродвигателя. Например, для одного из применяемых в подобных регуляторах типовых электродвигателей можно указать следующие характерные параметры: частота 400 *гц*, момент инерции 3,3 *г · см²*, число оборотов в минуту без нагрузки 5000; основные постоянные коэффициенты в зависимости от управляющего напряжения приведены в табл. IV.1 [5].

Таблица IV-I

Постоянные коэффициенты двухфазного электродвигателя

Наименование	Обозначение	При управляющем напряжении в *в*	
		5	115
Коэффициент усиления по скорости в *рад/сек·в*	k_v	12	4,9
Механическая постоянная времени в *сек*	$T_м$	0,038	0,16
Электрическая постоянная времени обмотки в *сек*	$T_э$	0,0007	0,0007
Коэффициент демпфирования в *Г·см/рад·сек*	D	0,079	192
Постоянная крутящего момента в *Г·см/в*	k	0,950	0,950

Частотные характеристики регулятора с данным электродвигателем, без учета постоянной времени измерительного устройства, приведены на фиг. IV.25. Из рассмотрения кривых следует, что этот регулятор может обеспечить процесс регулирования для рабочих частот до ~5 *гц*. Для улучшения процесса регулирования и повышения быстродействия регулятора нужно применить одно из указанных выше средств. При выборе характеристик усилителя и электродвигателя необходимо учитывать невозможность обеспечения оптимальной работы регулятора на всех режимах вследствие изменения полного сопротивления электродвигателя в функции угловой скорости вращения его якоря. Обычно добиваются оптимальных характеристик системы при угловой скорости, близкой к 0. Для обеспечения этих характеристик обмотку шунтируют емкостью. При низком выходном сопротивлении электродвигатель, как известно, сохраняет свои характеристики при работе с угловой скоростью, изменяющейся в значительных пределах. С повышением выходного сопротивления источника питания в электродвигателе уменьшается демпфирование. Для электродвигателей малой мощности обычно достаточно иметь сдвиг фазы напряжения, питающего обмотку возбуждения. Этот сдвиг может быть осуществлен с помощью однажды настроенного конденсатора (фиг. IV.26, *а*). При этом можно рекомендовать [5] производить подбор указанных обеих емкостей (при сдвиге фазы питающего напряжения на 90°) по следующим формулам:



Фиг. IV.25. Частотные характеристики электрического интегрирующего регулятора с типовым двухфазным электродвигателем: *1* — амплитудная; *2* — фазовая характеристика; k_p — коэффициент усиления регулятора.

при частоте 50 *гц*

$$C_{1\,(\mu f)} = 3182{,}4\frac{Ik_N}{u}, \quad C_{2\,(\mu f)} = 3182{,}4\,\frac{\sqrt{1-k_N^2} - k_N}{u}; \qquad \text{(IV.18)}$$

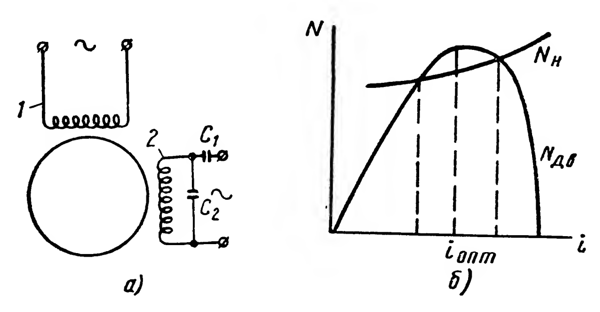
при частоте 400 *гц*

$$C_{1\,(\mu f)} = 397{,}8\frac{Ik_N}{u}, \quad C_{2\,(\mu f)} = 397{,}8\,\frac{\sqrt{1-k_N^2} - k_N}{u}. \qquad \text{(IV.19)}$$

здесь I и u — сила тока и напряжение питания электродвигателя;

$k_N = I^2 r$ — коэффициент мощности на одну фазу.

Выше указывалось, что для улучшения динамических свойств регуляторов в их схемах часто применяются тахогенераторы. Укажем несколько практических способов улучшения характеристик тахогенераторов. Для устранения неоднозначной характеристики $u = f(\Omega)$ при разностороннем вращении генератора ($\pm 5\,\Omega$) применяют нелинейный шунт. Для устранения влияния



Фиг. IV.26. К определению оптимальных параметров сервомотора:

а — схема включения фазосдвигающего конденсатора: *1* — управляющая обмотка; *2* — обмотка возбуждения; C_1 и C_2 — конденсаторы; *б* — график выбора оптимального передаточного числа редуктора: *i* — передаточное число; $N_н$ — мощность нагрузки; $N_{дв}$ — мощность двигателя.

температуры тахогенератор можно шунтировать чувствительным к температуре сопротивлением. Для компенсации влияния температуры на обмотки возбуждения применяют параллельную цепь из медного сопротивления и термистора. Как известно, сопротивление термистора уменьшается с ростом температуры, а у медного — увеличивается. Выбирая наклон суммарной характеристики медного сопротивления и термистора равным по величине, но обратным по знаку изменению сопротивления обмотки с изменением температуры можно полностью компенсировать влияние температуры на параметры обмотки.

В регуляторах с электродвигателем необходимым элементом является редуктор. От правильного выбора редуктора во многом зависят показатели регулятора в целом. Для выбора редуктора можно применять следующий метод расчета.

Потребная мощность определяется из выражения [5]

$$N = v\left(\frac{Jdv}{dt} + M_T\right), \qquad \text{(IV.20)}$$

где v — скорость на стороне нагрузки;

J — момент инерции на стороне нагрузки;

M_T — момент трения на стороне нагрузки.

Если передаточное число редуктора i, то

$$J = J_н + i^2 J_{Дв}$$

и

$$M_T = M_{тн} + iM_{тДв} = M_{тн} + i^2 vD.$$

При этом выражение (IV.20) с учетом момента инерции редуктора J_p можно записать так:

$$N = v\left[J_н + J_p + i^2 J_{Дв}\frac{dv}{dt} + \left(M_{тн} + i^2 vD\right)\right], \quad \text{(IV.21)}$$

где $J_н$ — момент инерции нагрузки;

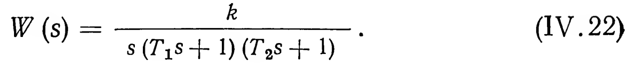
$_{Дв}$ — момент инерции электродвигателя;

D — коэффициент демпфирования электродвигателя.

На основании моментной характеристики электродвигателя можно определить момент $M_{Дв}$ для заданной скорости v. Соответствующая мощность электродвигателя будет $N_{Дв} = M_{Дв}\ \omega$. Оптимальное передаточное число редуктора должно соответствовать (фиг. IV.26, *б*) необходимому значению максимальной мощности электродвигателя.

К рассмотренным выше регуляторам на переменном токе можно отнести также целый ряд электронных регуляторов различных конструкций как уже существующих, так и вновь разрабатываемых. Так, например, на базе известного серийного электронного бесконтактного прибора ВТИ ЭКП-3/6 может быть построена серия регуляторов всех типов (И, П, ПИ и ПИД). В качестве возможного примера на фиг. IV.27 показана схема такого регулятора пропорционально-интегро-дифференцирующего типа. Регулятор состоит из измерительного устройства с индуктивным датчиком на выходе, электронного усилителя, электронного дифференциатора и исполнительного электродвигателя переменного тока. В усилителе предусмотрена скоростная обратная связь, которая оказывает положительное влияние на процесс только в узкой полосе частот. Управляющий сигнал переменного тока снимается с выходного трансформатора, имеющего до 6 обмоток. Максимальное напряжение, которое можно снять с выхода трансформатора, составляет от 2 до 6 *в*, что является достаточным для привода маломощного электродвигателя либо промежуточного контактора, служащего для управления более мощным электродвигателем. Однако в последнем случае схема становится существенно нелинейной. Измерительная схема регулятора допускает подключение одновременно на его вход до трех датчиков различных измерительных устройств. При условии компенсации инерционности измерительного устройства (с учетом импульсного трубопровода или электродвигателя) с помощью электронного дифференциатора, включенного параллельно основной цепи сигнала, приближенная переда-

точная функция данного регулятора для диапазона частот, в котором не сказываются нелинейности, будет иметь вид



$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \qquad \text{(IV.22)}$$

Фиг. IV.27. Схема электронного регулятора с бесконтактным усилителем:
1 — измерительное устройство; *2* — регулирующий прибор ЭКП-3/6; *3* — сервомотор; *4* — стабилизатор напряжения; *5* — дифференциатор; *6* — задатчик.

Полоса пропускания частот для этого регулятора составит примерно 0,5 *рад/сек*. На бо́льших частотах, даже если применить дополнительные меры для повышения запаса устойчивости, начнет сказываться инерционность усилителя.

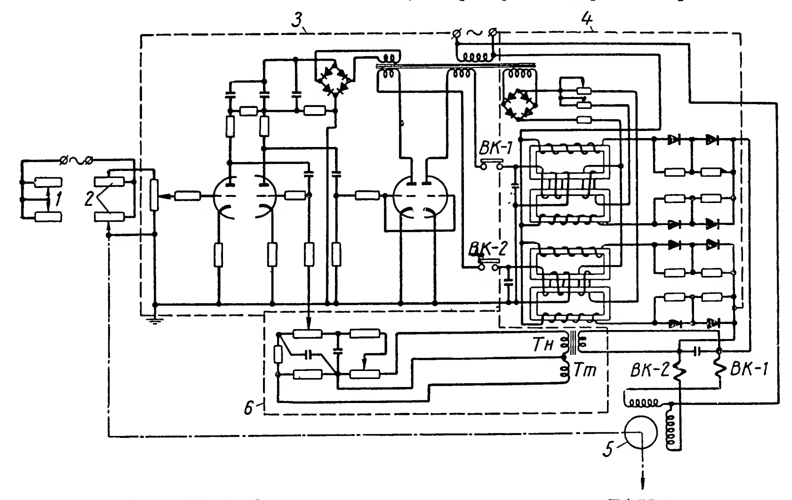
Основные параметры регулятора ЭКП-3/6:

сопротивление входа	1000±200 *ом*;
зона нечувствительности	2—6 *мв*;
время изодромной цепи	1—500 *сек*:
максимальный сигнал на выходе	2—6 *в*

Основные параметры дифференциатора:

сопротивление входа	>1000 *ом*
постоянная времени	0—30 *сек*
коэффициент усиления от 1 до 12 *в/мв*	

Другим примером регулятора этого типа является серийный регулятор БРУ-11 с электронно-магнитным усилителем с обратной связью по скорости электродвигателя и электрическим сервомотором. Регулятор может обеспечить как пропорциональный, так и интегральный законы регулирования. Чувствительность регулятора составляет ±0,1% (по углу поворота реостатного



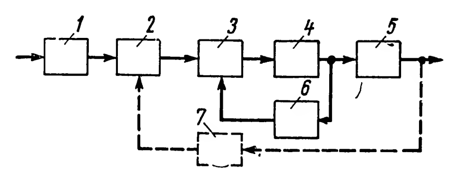
Фиг. IV.28. Схема электронного регулятора БРУ-11:

1 — выход измерительного устройства; *2* — задатчик; *3* — электронный усилитель; *4* — магнитный усилитель мощности; *5* — сервомотор, *6* — обратная связь; ВК-1 и ВК-2 — концевые выключатели; *Тн* и *Тт* — трансформаторы напряжения и тока.

датчика), т. е. не менее 10 *мв* на сетке первого каскада. Диапазон пропорционального регулирования можно изменять от 0 до 100%. Пределы настройки соотношения от 0,7 до 1,3 (при регулировании соотношения двух величин).

На фиг. IV.28 приведена принципиальная схема регулятора БРУ-11. На вход измерительной схемы регулятора поступает переменное напряжение, которое снимается с выходного потенциометра измерительного устройства. После суммирования с напряжениями задатчика и обратной отрицательной связи (при пропорциональном варианте регулятора) напряжение ошибки усиливается последовательно в электронном и магнитном усилителях. С выхода магнитного усилителя переменное напряжение поступает в обмотки асинхронного электродвигателя типа БИМ-2,5/120. Выходные обмотки магнитного усилителя и обмотки электродвигателя образуют плечи моста, к одной диагонали которого подводится переменное напряжение сети, а в дру-

гую — включен конденсатор. При отсутствии тока в управляющих обмотках магнитного усилителя через обмотки электродвигателя протекают небольшие токи одной фазы. При этом момент электродвигателя равен нулю. При совпадении фаз усиленного напряжения ошибки и анодного напряжения одной из половин лампы выходного каскада электронного усилителя один из магнитных усилителей подмагничивается, его сопротивление уменьшается и на обмотки электродвигателя поступает разность токов, сдвигаемая конденсатором на ±90° относительно тока сети (в зависимости от фазы напряжения ошибки). В схеме обратной связи предусмотрены трансформатор напряжения и трансформатор тока. С выходной обмотки первого снимается напряжение, пропорциональное напряжению на электродвигателе, на выходной обмотке второго получается напряжение, пропорциональное разности токов в обмотке электродвигателя с учетом сдвига фазы. Обратная связь по напряжению электродвигателя отрицательна, а по току — положительна. Следовательно, при вращении якоря электродвигателя с потенциометра обратной связи снимается сигнал, пропорциональный сумме тока и напряжения. Величина сигнала при этом зависит от скорости вращения якоря электродвигателя. Передаточная функция регулятора при работе в линейном режиме может быть записана согласно его структурной схеме (фиг. IV.29) так:



Фиг. IV.29. Структурная схема регулятора БРУ-11:

1 — измерительное устройство; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель; *4* — магнитный усилитель; *5* — сервомотор; *6* — обратная скоростная связь; *7* — жесткая обратная связь.

$$W(s) = \frac{k(T_{oc}s + 1)}{s(T_1 s + 1)(\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1)(T_{Дв}s + 1)}. \qquad (IV.23)$$

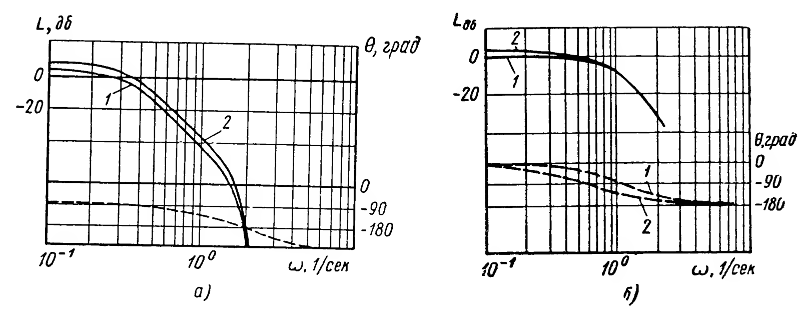
Коэффициент усиления k зависит от амплитуды входного сигнала, так как $k_{Дв}$ является функцией амплитуды. Частотные характеристики регулятора приведены на фиг. IV.30,*а*. Передаточная функция для пропорционального регулятора этого типа с жесткой обратной связью будет иметь вид (при $T_{oc} \approx T_{Дв}$)

$$W_1(s) = \frac{k'}{(T_1 s + 1)(T_2 s^3 + T_3 s^2 + T_4 s + 1)}. \qquad (IV.24)$$

Частотные характеристики пропорционального регулятора приведены на фиг. IV.30,*б*. Как следует из выражений, для передаточных функций и структурной схемы регулятора коэффициент обратной связи оказывает значительное демпфирующее действие, но несколько уменьшает полосу пропускания. Постоянная времени трансформатора обратной связи создает не-

которое опережение по фазе, но, к сожалению, она нерегулируема.

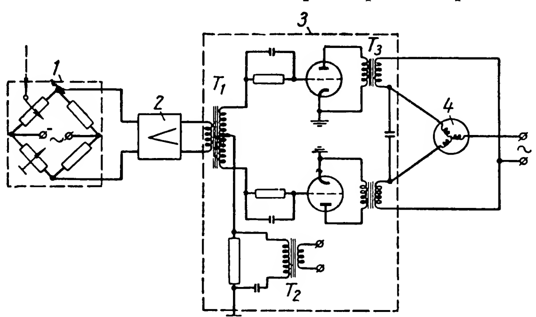
В электрических регуляторах, предназначаемых для перемещения регулирующих органов, требующих больших перестановочных усилий, применяются электродвигатели переменного



Фиг. IV.30. Частотные характеристики регулятора БРУ-11:

а — для интегрирующего регулятора: сплошные кривые — амплитудные характеристики; штриховая — фазовая характеристика: кривые *1* и *2* относятся к различным значениям коэффициента усиления; *б* — пропорционального регулятора: кривые *1* соответствуют значению коэффициента обратной связи $\delta = 0$ при $k = 2$; кривые *2* — при $\delta = 0{,}5$ и $k = 2$.

тока повышенной мощности. Для целей управления этими электродвигателями могут быть использованы ламповые и тиратронные усилители. В качестве примера на фиг. IV.31 изобра-

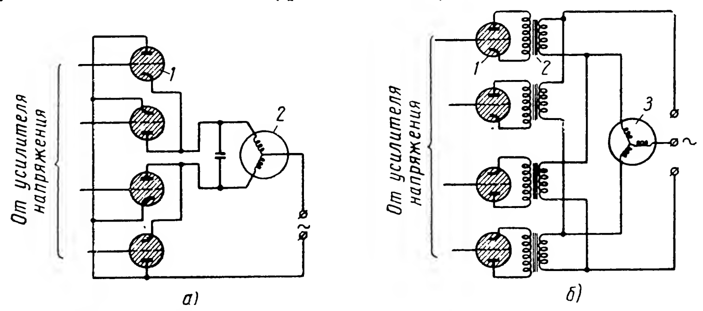


Фиг. IV.31. Схема электрического регулятора интегрирующего типа с трехфазным электродвигателем на выходе:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — выходной каскад, *4* — сервомотор, T_1, T_2 и T_3 — трансформаторы.

жена схема интегрирующего регулятора с двухфазным электродвигателем (обычно до 200 *вт*). В этой схеме (детали лампового усилителя опущены) при большом отклонении регулируемого параметра амплитуда суммарного переменного напряжения может быть значительной, а фаза будет почти совпадать с фазой анодного напряжения. Применением дополнительных небольших

емкостей, шунтирующих сеточные сопротивления, за счет понижения чувствительности цепи достигается значительный стабилизирующий эффект. В случае использования в регуляторах более мощных электродвигателей вместо обычных ламповых усилителей на выходе могут применяться тиратронные усилители (фиг. IV.32,*а*) мощности. Для еще более мощных трехфазных электродвигателей, используемых в качестве сервомоторов, схема усилителя по существу будет отличаться только в части каскада усиления мощности (фиг. IV.32,*б*).



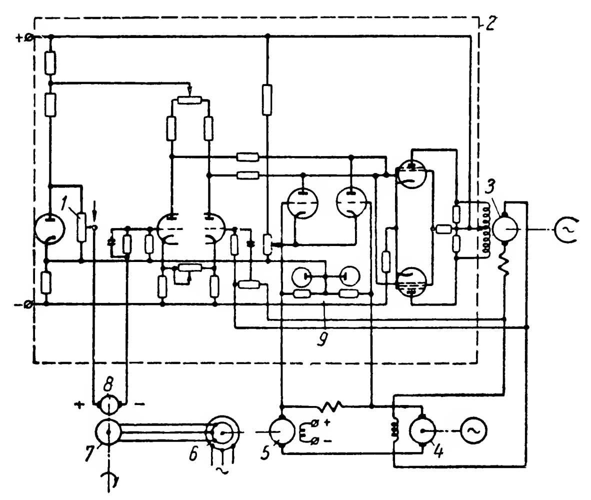
Фиг. IV.32. Схемы выходных каскадов тиратронных усилителей электрических регуляторов:

а — для двухфазного серводвигателя; *1* — тиратроны; *2* — сервомотор-электродвигатель переменного тока; *б* — для трехфазного серводвигателя: *1* — тиратроны; *2* — трансформаторы, *3* — трехфазный электродвигатель.

Несколько обособленно стоят электрические регуляторы, в которых регулирование угловой скорости электродвигателя переменного тока осуществляется изменением частоты. Такие устройства находят применение в качестве регулируемых приводов в различных отраслях промышленности. В схеме частотного управления электродвигателем приходится применять специальный агрегат — преобразователь частоты.

В большинстве случаев для целей регулирования с использованием асинхронных электродвигателей небольшой и средней мощности более выгодным является применение индукционных преобразователей частоты, в качестве которых можно пользоваться асинхронными машинами с вращением ротора от вспомогательного электродвигателя. Одна из обмоток такой машины возбуждается частотой сети. С помощью этих устройств можно обеспечить изменение частоты до 10 : 1. Электронный регулятор в этой схеме осуществляет плавное регулирование частоты и ее стабилизацию на заданном уровне, а также управление реверсом электродвигателя с торможением. На фиг. IV.33 показана примерная схема такого пропорционально-дифференцирующего регулятора для управления выходной скоростью вала электродвигателя с использованием индукционного преобразователя частоты. Требуемая частота, задаваемая с помощью потенцио-

метра *1*, непрерывно сравнивается с действительной посредством тахогенератора *8*, приводимого от вала регулируемого электродвигателя *7*. Разность напряжений, пропорциональная отклонению частоты от требуемой величины, подается на ламповый усилитель и затем воздействует на обмотку ЭМУ, используемого



Фиг. IV.33. Схема пропорционально-дифференцирующего электрического регулятора с индукционным преобразователем частоты (по А. А. Булгакову):

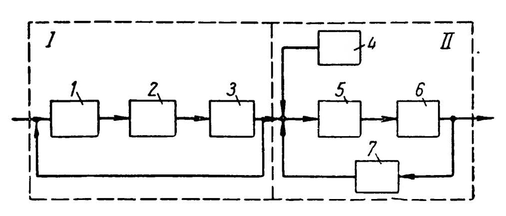
1 — потенциометр; *2* — усилитель; *3* — ЭМУ, *4* — генератор; *5* — электродвигатель постоянного тока, *6* — преобразователь частоты; *7* — асинхронный электродвигатель; *8* — тахогенератор.

для возбуждения генератора *4* постоянного тока. Этот генератор питает электродвигатель *5* постоянного тока, применяемый для регулирования частоты индуктивного преобразователя *6*.

7. РЕГУЛЯТОРЫ С АВТОМАТИЧЕСКИМИ КОМПЕНСАТОРАМИ

Значительную группу регулирующих устройств составляют электрические регуляторы, построенные на принципе присоединения различного вида приставок к электронным автоматическим потенциометрам и мостам. Структурная схема одного из таких регуляторов показана на фиг. IV.34. Как видно из схемы, данное устройство отличается известной сложностью и большим числом элементов. Так, в этом регуляторе приходится применять два усилителя: (электронный и релейный), два электродвигателя, удвоенное число устройств обратной связи. Нередко такой регулятор приходится дополнять еще корректирующим устройством. В то же время такая схема не позволяет одновременно достичь наивысших показателей как у регистрирующего прибора, так и у регулятора ввиду взаимного влияния двух основных

частей (*I* и *II* на фиг. IV.34) устройства. Последнее станет более понятным, если учесть, что пока не отработает автоматический потенциометр, регулятор не может закончить процесса стабилизации регулируемого параметра. Это взаимное влияние тем меньше, чем инерционнее объект регулирования. Поэтому данные регуляторы находят применение главным образом при регулировании инерционных тепловых процессов. В этих регуляторах автоматический потенциометр одновременно выполняет функции измерительного устройства и регистратора. Ниже рассматривается ряд регулирующих приборов этого типа, выпускаемых промышленностью.



Фиг. IV.34. Структурная схема электрического регулятора с автоматическим потенциометром (мостом):

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — балансный электродвигатель; *4* — задатчик; *5* — усилитель; *6* — сервомотор; *7* — обратная связь; *I* — автоматический потенциометр; *II* — регулятор с задатчиком и сервоприводом.

На фиг. IV.35 приведена схема электронного регулятора, созданного на базе автоматического потенциометра (моста) серии ЭПД с дополнительным потенциометром на выходе. Последний может быть использован для управления любым электроприводом типа ПР-1, КДУ, ИМТ-2/120 или другим им подобным. Учитывая наличие жесткой обратной связи в исполнительном механизме, можно для низких частот, при которых обычно работает этот регулятор, приближенно считать его линейной системой. Передаточная функция пропорционального регулятора при этом будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2^2 s^2 + 2\zeta_2 T_2 s + 1)(T_3^2 s^2 + 2\zeta_3 T_3 s + 1)}, \qquad (IV.25)$$

где k — коэффициент усиления;

T_1 — постоянная времени измерительного устройства;

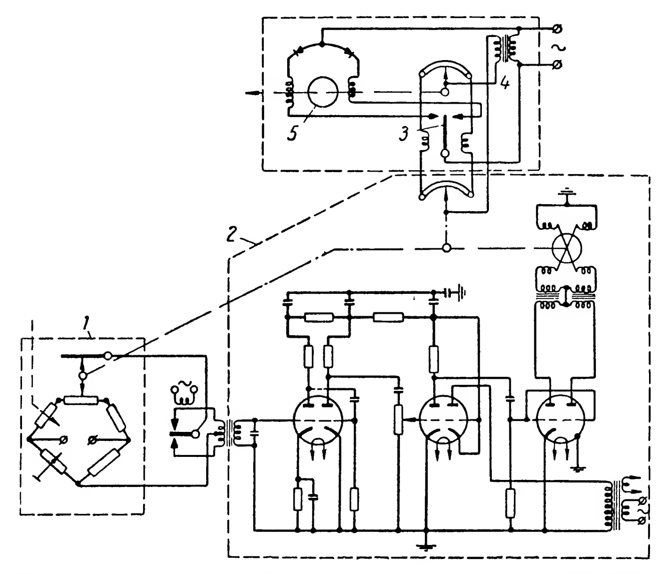
T_2, T_3 и ζ_2, ζ_3 — соответственно постоянные времени и коэффициенты демпфирования автоматического потенциометра и исполнительного электропривода.

Данный регулятор, очевидно, может обеспечить удовлетворительный процесс регулирования только в диапазоне низких частот, определяемых неравенством

$$\left| \frac{1}{T_2}, \ \frac{1}{T_3} \right| \gg \frac{1}{T_a},$$

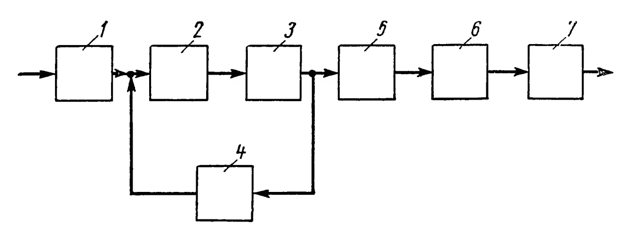
где T_a — постоянная времени объекта регулирования.

На фиг. IV.36 представлена структурная схема интегрирующего регулятора с улучшенной динамической характеристикой. Как следует из принципиальной схемы регулятора (фиг. IV.37),



Фиг. IV.35. Схема электронного регулятора с автоматическим потенциометром (мостом) серии ЭПД:

1 — измерительное устройство; *2* — автоматический потенциометр ЭПД; *3* — балансное реле; *4* — трансформатор; *5* — исполнительный электродвигатель.

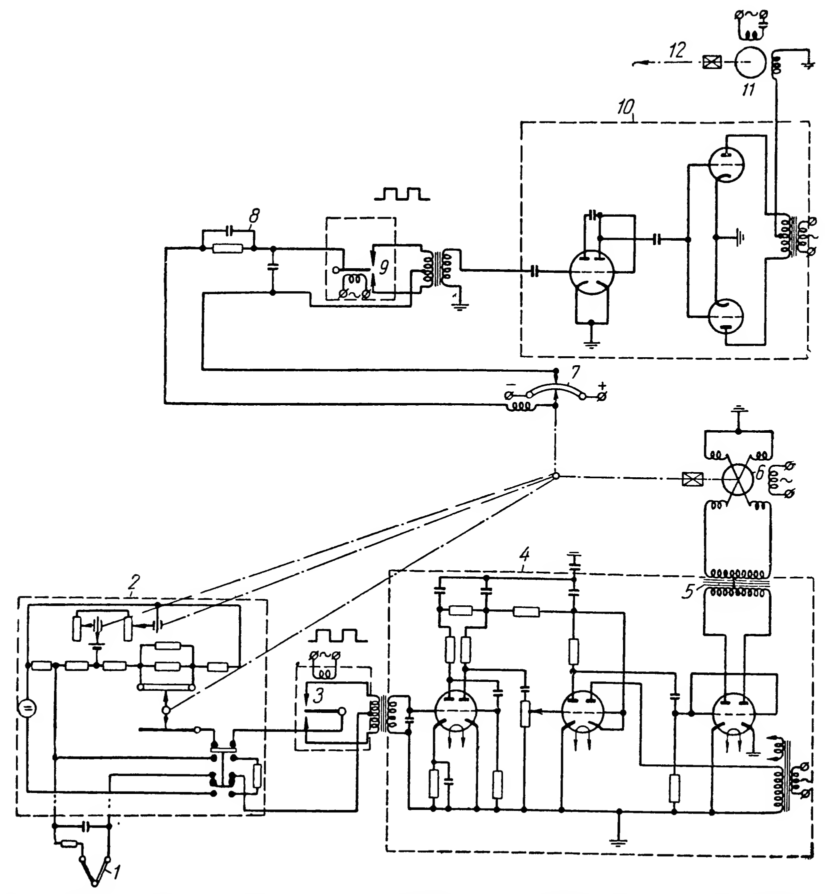


Фиг. IV.36. Структурная схема электронного регулятора с автоматическим потенциометром и дополнительным *RC*-контуром:

1 — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — балансный электродвигатель; *4* — обратная связь; *5* — *RC*-контур; *6* — усилитель; *7* — исполнительный электродвигатель.

при отклонении температуры от заданного значения, которое должно соответствовать среднему положению движка реохорда, на зажимы вибропреобразователя подается напряжение небаланса. Проходя половину периода по верхней, а другую половину — по нижней обмоткам трансформатора, ток небаланса создает в магнитопроводе трансформатора магнитные потоки противоположных направлений, сдвинутые друг относительно

друга на половину частотного периода питающей сети. В результате этого во вторичной обмотке трансформатора возникает переменная э. д. с., которая усиливается в электронном усилителе и поступает в обмотки балансного электродвигателя, соеди-



Фиг. IV.37. Схема электронного регулятора с автоматическим потенциометром и дополнительным дифференциатором:

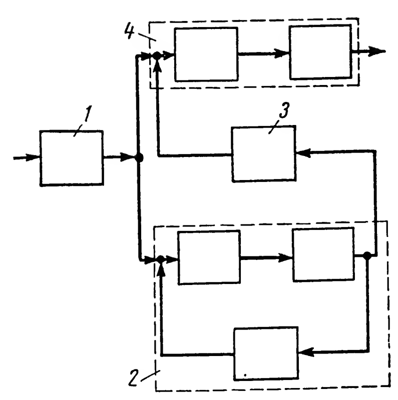
1 — термопара; *2* — измерительная схема; *3* — вибропреобразователь; *4* — усилитель; *5* — выходной трансформатор; *6* — балансный электродвигатель; *7* — потенциометр; *8* — *RC*-контур; *9* — вибропреобразователь; *10* — усилитель; *11* — сервомотор; *12* — выход.

ненного с анодами выходного каскада усилителя через два выходных трансформатора. Обмотки электродвигателя соединены крестообразно и имеют общую заземленную точку. При отсутствии отклонения регулируемой величины напряжения на сетках ламп усилителя равны нулю и анодные токи выходной лампы, как и токи в обмотках электродвигателя, равны и направлены противоположно. Поэтому магнитные потоки в расщепленных

полюсах электродвигателя не создают вращающегося магнитного поля. При изменении регулируемой величины и разбалансе измерительной схемы на сетках ламп усилителя появится напряжение, совпадающее по фазе с напряжением одного из анодов. Анодные токи будут разные и соответственно этому токи в обмотках электродвигателя потекут разные по величине. Между магнитными потоками в электродвигателе возникнет сдвиг фаз и появится вращающееся магнитное поле. При изменении знака отклонения регулируемого параметра изменится фаза напряжения на сетках ламп и сеточное напряжение совпадет по фазе с напряжением на аноде другой лампы. При вращении балансного электродвигателя будет балансироваться измерительная схема автоматического потенциометра и одновременно будет создаваться разбаланс на приемных щетках управляющего потенциометра и на входе в усилитель, управляющий исполнительным электродвигателем регулятора. Поскольку аноды управляющего усилителя всегда противоположны по фазе, изменение фазы напряжения во вторичной обмотке трансформатора этого усилителя приведет к реверсу электродвигателя. При отсутствии разбаланса напряжения на управляющем потенциометре через обмотку будет протекать ток удвоенной частоты, что не создаст вращающего момента. Для улучшения процесса регулирования предусматривается дифференцирующий RC-контур. Передаточная функция регулятора, при отклонениях, не выходящих за предел линейной части характеристики элементов и при $k \gg 1$, будет иметь вид

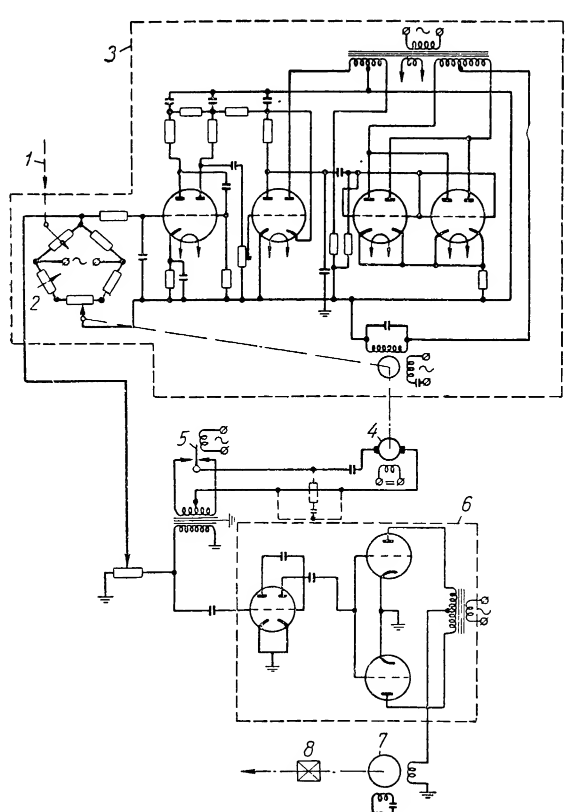
$$W(s)=\frac{k}{s\left(T_1 s+1\right)\left(T_2^2 s^2+2\zeta_2 T_2 s+1\right)\left(\tau_2 s+1\right)\left(T_{Дв} s+1\right)}. \qquad (IV.26)$$

По виду передаточной функции можно заключить, что регулятор с такой схемой имеет все еще недостаточную полосу пропускания частот и без дополнительных мер, способных улучшить его частотные характеристики, может быть использован только для целей регулирования низкочастотных процессов. В этих регуляторах могут быть применены любые измерительные устройства, имеющие электрический выход. При этом необходимо иметь в виду, что измерительные устройства с постоянным выходом следует применять в регуляторах с автоматическим потенциометром, а с переменным выходом — в регуляторах с автоматическим мостом. Аналогичные схемы и близкие к приведенным выше могут быть получены при использовании автоматических потенциометров и мостов ЭПП (ЭМП), ЭМВ и других соответствующих им приборов. Однако значительно лучших результатов можно добиться при условии изменения структурной схемы регулятора согласно фиг. IV.38. Если параметры узлов регулятора подобрать так, чтобы $k_{ус} \cdot k_{Дв} \gg 1$ и $k_{Тг} \approx k_{Дв}$



Фиг. IV.38. Структурная схема варианта регулятора с автоматическим потенциометром:

1 — измерительное устройство; *2* — автоматический потенциометр; *3* — тахогенератор; *4* — выходной блок регулятора.



Фиг. IV.39. Схема варианта электронного регулятора с автоматическим мостом с дополнительным дифференциатором:

1 — ввод регулируемого параметра; *2* — задатчик; *3* — автоматический мост ЭМ-120; *4* — тахогенератор; *5* — вибропреобразователь; *6* — усилитель; *7* — сервомотор; *8* — редуктор.

при $T_{Дв1} = T_{Дв2} = T_{Дв}$, то для полосы частот до $\omega \ll \frac{T_{Дв}}{k_{ус}}$ передаточная функция регулятора в данном исполнении и линейном приближении будет иметь вид

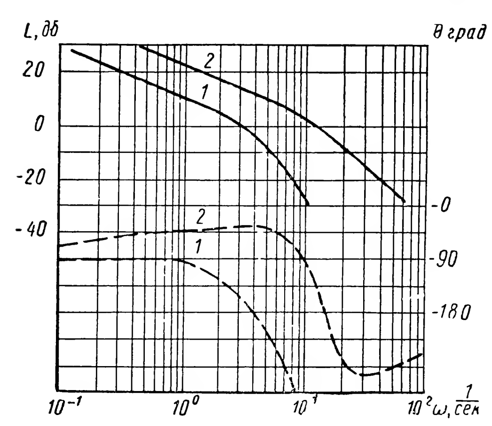
$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)}, \qquad (IV.27)$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства.

Принципиальная схема такого регулятора, собранная на базе автоматического потенциометра ЭП-120, приведена на фиг. IV.39.

При необходимости возможно дальнейшее улучшение динамических характеристик данного варианта регулятора, например путем дополнительного включения в цепь тахогенератора контура RC (на фиг. IV.39 показан пунктиром) с передаточной функцией вида $(\tau_1 s + 1)/(\tau s + 1)$. При этом передаточная функция регулятора при соответствующем выборе его параметров (например, $k_{Тг}\tau_1 = T_1 T_{Дв}$, где $\tau_1 = R_1 C_2$; T_1 — постоянная времени измерительной системы; $T_{Дв}$ — постоянная времени электродвигателя) может быть сведена к виду

$$W(s) = \frac{k}{s(\tau s + 1)}. \qquad (IV.28)$$



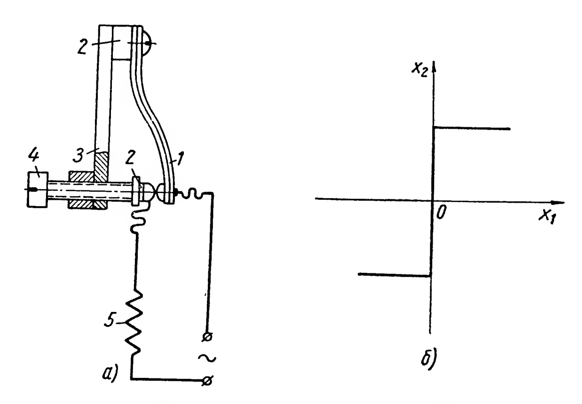
Фиг. IV.40. Частотные характеристики электронных регуляторов, изображенных на фиг. IV.37 и IV.39:

сплошные кривые — амплитудные; штриховые — фазовые. Кривые *1* относятся к фиг. IV.37, кривые *2* — к фиг. IV.39.

Постоянная времени τ независимо от других параметров регулятора может быть выбрана достаточно малой (C_2/C_1 — велико) и регулятор для рассматриваемого диапазона частот может рассматриваться как чисто интегрирующее звено с максимальным фазовым сдвигом —90° и достаточно большим коэффициентом усиления по скорости. Частотные характеристики регуляторов этого типа приведены на фиг. IV.40. Таким образом показано, что электронные регуляторы с автоматическими потенциометрами или мостами, имеющие в настоящее время относительно узкую полосу пропускания, могут быть с помощью простейших схем и средств весьма существенно улучшены и сделаны тем самым более универсальными.

8. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЛЕЙНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Регуляторы, которые рассматриваются ниже, названы, согласно установившейся в литературе терминологии, релейными, поскольку их характеризуют именно контактные релейные устройства. Отметим, однако, что в последующем изложении название «релейный» не отождествляется с известного вида идеальной статической нелинейной характеристикой, называемой в литературе релейной (фиг. IV.41, *б*). Большинство электрических

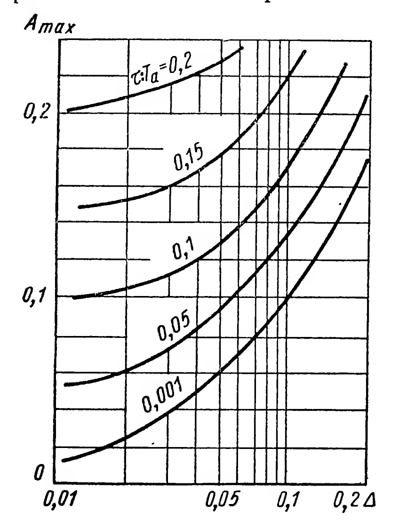


Фиг. IV.41. Двухпозиционный электрический регулятор температуры:

а — схема регулятора; *б* — статическая характеристика регулятора; *1* — биметаллическая пластинка; *2* — изолятор; *3* — основание; *4* — винт; *5* — сопротивление; x_1 и x_2 — входная и выходная величины.

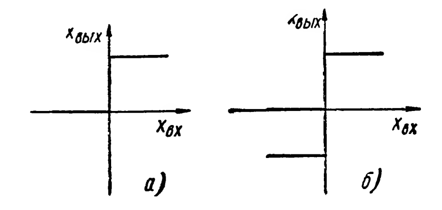
релейных регуляторов выполняется в виде двухпозиционных, трехпозиционных и многопозиционных устройств. Примером наиболее простого двухпозиционного регулятора (фиг. IV.41, *а*) может служить хорошо известный термостат, широко применяемый в холодильных, климатических и других промышленных установках. Этот регулятор представляет собой чувствительный к температуре элемент, чаще всего биметаллическую пластину, свободный конец которой при перемещении замыкает или размыкает контакт, в зависимости от знака изменения температуры. Реальные системы регулирования обычно работают с некоторым запаздыванием, которое по существу определяет верхнюю границу возможной частоты переключений контактов. Амплитуда колебаний вследствие этого может быть уменьшена только до известного предела. На фиг. IV.42 приведен график зависимости амплитуды колебаний от величины зоны нечувствительности регулятора для различных значений времени запаздывания. В системах регулирования применяют двухпозиционные контактные регуляторы, отличающиеся только принципом действия контактных устройств: с фиксированной средней точкой и с плавающей

средней точкой. Эти регуляторы в идеальном представлении обладают статическими характеристиками, типичные формы которых показаны на фиг. IV.43. Двухпозиционные регуляторы позволяют использовать наивысшую возможную в системе скорость отработки сигнала разбаланса (ошибки). Однако при использовании этих регуляторов с малоинерционными объектами для обеспечения устойчивости системы приходится применять специальные, обычно нелинейные, обратные цепи. Двухпозиционные регуляторы наиболее просты по своей конструкции, имеют небольшие габариты, вес и стоимость.



Фиг. IV.42. Зависимость амплитуды колебаний двухпозиционного регулятора от величины зоны нечувствительности при различном запаздывании в системе:

A_{max} — относительная амплитуда колебаний; Δ — зона нечувствительности; τ/T_a — отношение времени запаздывания к постоянной времени объекта регулирования.

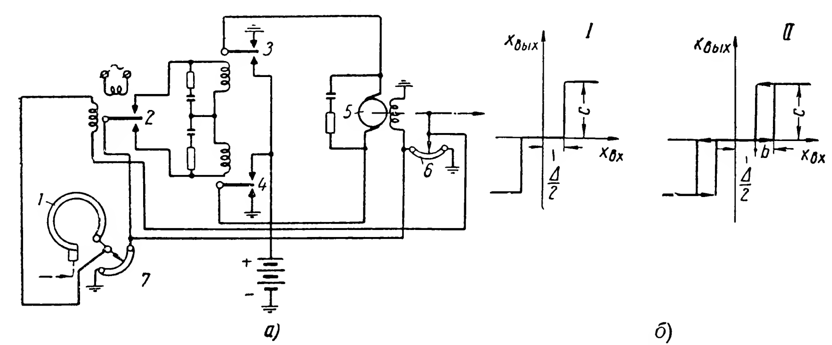


Фиг. IV.43. Статические характеристики двухпозиционных регуляторов:

а — нереверсивного; *б* — реверсивного регулятора.

В системах регулирования часто применяются трехпозиционные регуляторы. Одна из возможных схем трехпозиционного регулятора представлена на фиг. IV.44, *а*. При отклонении регулируемого параметра на величину, превышающую зону нечувствительности, срабатывает соответствующее реле и замыкает требуемую цепь электродвигателя. Очевидно, что якорь электродвигателя будет вращаться в ту или иную сторону до тех пор, пока не будет сбалансирован мост, образованный двумя потенциометрами. При балансе моста якорь электродвигателя будет находиться в покое. Таким образом, данный регулятор характеризуется тремя различными состояниями моста, соответствующими отклонениям регулируемой величины: «больше», «меньше» и «нулевой разбаланс». На фиг. IV.44, *б* показаны типичные статические характеристики безынерционного трехпозиционного регулятора: с зоной нечувствительности и с зоной нечувствительности и гистерезисом. Колебания регулируемой величины при этом регуляторе, очевидно, будут отсутствовать только в том

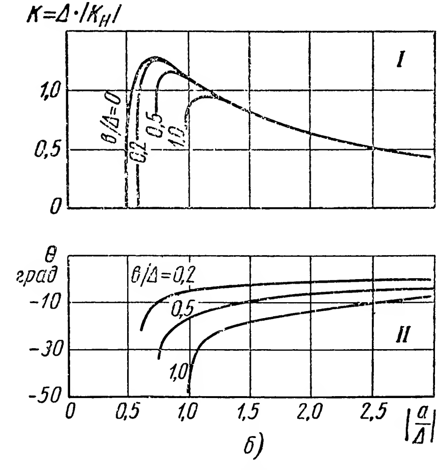
случае, если отклонение ее не выходит за пределы зоны нечувствительности. Пользуясь приближенным методом гармонической

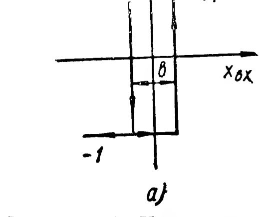


Фиг. IV.44. Трехпозиционный электрический регулятор и статические характеристики:

а — схема регулятора. *1* — измерительная система; *2* — поляризованное реле; *3* и *4* — силовые реле; *5* — сервомотор; *6* и *7* — отслеживающий и задающий потенциометры; *б* — типичные статические характеристики безынерционных трехпозиционных регуляторов: Δ — зона нечувствительности; b — ширина петли гистерезиса; *I* — с зоной нечувствительности; *II* — с зоной нечувствительности и гистерезисом.

линеаризации для регулятора с гистерезисом (фиг. IV.45, *а*) в контактном устройстве, можно получить приближенные амплитудно-фазовые характеристики, близкие к приведенным на фиг. IV.45, *б*. Регулятор, схема которого изображена на





Фиг. IV.45. Характеристика безынерционного трехпозиционного регулятора с гистерезисом в контактном устройстве:

а — статическая характеристика; *б* — примерные амплитудно-фазовые характеристики трехпозиционного безынерционного регулятора с гистерезисом; *I* — амплитудные; *II* — фазовые характеристики; $k = \Delta (k_н)$ — относительная амплитуда; b/Δ — относительная ширина петли гистерезиса; $\theta°$ — фаза; a/Δ — относительная амплитуда входного сигнала.

фиг. IV. 44, *а*, спроектирован так, что, когда контакт находится внутри зоны нечувствительности (фиг. IV. 44, *б*), якорь электродвигателя закорачивается, а обмотка возбуждения оказывается

под напряжением. В этом случае постоянная времени электродвигателя будет [5]

$$T = \frac{J}{f + k^2/(r_0 + r)}, \qquad (IV.29)$$

где J — момент инерции электродвигателя с нагрузкой;
f — коэффициент вязкого трения;
k — обратная величина электромеханической постоянной электродвигателя;
r_0 — сопротивление якоря;
r — сопротивление внешней цепи якоря.

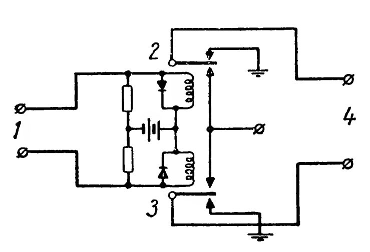
При этом возникает значительный стабилизирующий тормозной эффект. В других конструкциях, пока отклонение находится в пределах зоны нечувствительности, якорь является обесточенным. Этим достигается упрощение цепи, но при этом колебания имеют большую амплитуду и при наличии даже небольшого запаздывания могут возникнуть автоколебания.

Как было уже показано (фиг. IV.45, *б*), наличие гистерезиса в контактном устройстве приводит к фазовому сдвигу характеристики. Поэтому следует добиваться уменьшения гистерезиса, который не должен превышать $\sim 10\%$. Применением дополнительных обратных связей гистерезис может быть уменьшен. В этом случае срабатывание реле приводит к замыканию вспомогательной цепи, ослабляющей ток в обмотке основного реле, для чего можно предусмотреть дополнительную обмотку либо соответственно суммировать сигналы.

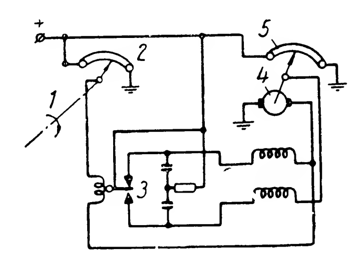
Гистерезис и зона нечувствительности в этих регуляторах появляются вследствие неоднозначной характеристики магнитопровода реле, изменения силы пружины и трения в оси якоря. Гистерезис может быть уменьшен путем увеличения воздушного зазора между якорем и статором реле, но это несколько увеличит нечувствительность реле. Для уменьшения зоны нечувствительности реле часто применяют два реле, включаемых последовательно. Одно из реле выбирается высокой чувствительности. Однако уменьшение зоны сверх предела 5 : 1 обычно вызывает дребезжание. При расчете регулятора следует учитывать, что применение контуров *RC* с целью уменьшения шума может вызвать изменение характеристики на выходе, если параметры цепочки подобраны неправильно. Особенно это возможно при включении таких цепей между двумя релейными каскадами, когда нагрузка представляет собой обмотку вторичного реле. Реле постоянного тока предпочтительны, хотя при определенных условиях можно использовать и реле переменного тока. Для этого нужно уменьшить влияние пульсаций переменного тока путем затенения полюсов электромагнита, например, медной полоской, что вызывает фазовый сдвиг потока в образовавшемся зазоре по отношению к потоку в главном зазоре. В результате вибрации реле уменьшаются [5]. При использовании нормальных

реле для образования устройств, чувствительных к полярности сигнала, может быть применена схема каскада, приведенная на фиг. IV.46. Реальный процесс регулирования с этими существенно нелинейными релейными регуляторами целесообразно исследовать методом точечных преобразований на фазовой плоскости.

Правильный выбор электродвигателя, служащего сервомотором в релейном регуляторе, весьма важен, так как от этого зависит величина коэффицента усиления k регулятора. Большое значение k уменьшает возможное перерегулирование, однако для



Фиг. IV.46. Схема каскада управления электрического регулятора интегрирующего типа с использованием в цепи управления обычных реле:
1 — от первичного реле; 2 и 3 — реле; 4 — выход к сервомотору.



Фиг. IV.47. Схема электрического пропорционального регулятора с управлением в цепи якоря:
1 — от измерительного устройства; 2 — потенциометр; 3 — реле; 4 — сервомотор; 5 — потенциометр обратной связи.

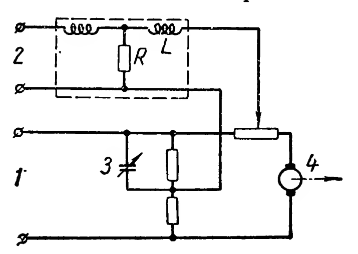
выполнения условий устойчивости может потребоваться введение в регулятор корректирующих устройств. К числу типов электрических сервомоторов, наиболее часто применяемых в данных регуляторах, относятся электродвигатели постоянного тока с регулированием как в цепи якоря, так и в цепи возбуждения, а также асинхронные и индукционные электродвигатели переменного тока. Типовая схема регулятора с электродвигателем, регулируемым в цепи якоря, представлена на фиг. IV.47. В электродвигателе для реверсирования предусмотрены две последовательные обмотки. Эта схема является более простой, чем схема регулятора (фиг. IV.44, *а*) с электродвигателем, регулируемым в цепи возбуждения; она более приспособлена для объектов, обладающих инерционной нагрузкой и трением, поскольку электродвигатель этого регулятора обладает бо́льшим пусковым моментом. Однако подобные регуляторы имеют два основных недостатка. Первым недостатком является необходимость в случае недостаточного запаса устойчивости иметь специальный тормоз, так как применение динамического торможения в данном электродвигателе является непрактичным. Наличие дополнительного тормоза, например, в виде колодок, захватывающих вал под действием пружины, требует дополнительного электромагнита, отжимающего пружину при пуске электродвигателя и возбуждаемого при появлении в цепи сигнала любого знака.

Вторым недостатком является высокая индуктивность обмоток электродвигателя, что значительно увеличивает его постоянную времени. Кроме того, увеличивается искрение контактов, управляющих электродвигателем. Ввиду указанных особенностей применение этих регуляторов с сериесными электродвигателями целесообразно для объектов с большой инерционной нагрузкой и при редких возмущениях. При частых и в особенности при плавных возмущениях в регулируемой системе предпочтение нужно отдать регулятору с электродвигателем, регулируемым в цепи возбуждения. Если на выходе регулятора требуется небольшая мощность, то применяются электродвигатели с постоянными магнитами. Они имеют ограниченный пусковой момент, но обладают тем преимуществом, что легко допускают применение динамического торможения. Эти электродвигатели имеют также меньшую постоянную времени и при их применении проще решается задача искрогашения. При отсутствии источников постоянного тока нередко применяют индукционные электродвигатели с поперечной обмоткой статора при постоянном возбуждении одной обмотки и управляемом возбуждении другой. Преимуществом этих электродвигателей является отсутствие коммутатора, однако необходимо учитывать, что высокое сопротивление якоря такого двигателя, обусловленное требованием реверса под нагрузкой, понижает эффективность электродвигателя. Последнее обстоятельство ограничивает возможность применения этих двигателей в быстродействующих релейных регуляторах. К числу технических средств улучшения динамических характеристик трехпозиционных регуляторов относятся в первую очередь фазосдвигающие цепи: опережающие — для изменения характеристики в области высоких частот и запаздывающие — для изменения характеристики в области низких частот. Кроме этого, применяются нелинейные корректирующие цепи. К числу опережающих относятся цепи, повышающие скорость отработки сигнала и соответствующие введению передаточных функций вида

$$W(s) = \frac{T_ц s + 1}{\varkappa \left(\frac{T_ц}{\varkappa} \cdot s + 1\right)}. \qquad (IV.30)$$

Данная передаточная функция может быть реализована с помощью фильтра с индуктивностью и последующей параллельной RC-цепочкой с шунтирующим сопротивлением. Повышение коэффициета усиления цепи $k_ц = \frac{1}{\varkappa}$ увеличивает эффект, даваемый коррекцией, но приводит одновременно к повышению уровня шума. Чрезмерное увеличение $k_ц$ в этих регуляторах может привести к дребезжанию контактов. Постоянную времени $T_ц$ лучше выбирать несколько меньше наименьшей из постоянных времени регулятора.

На фиг. IV.48 показан другой способ стабилизации релейных регуляторов с применением тахометрической обратной связи. В этой схеме напряжение, пропорциональное скорости вращения электродвигателя, используется как сигнал запаздывающей обратной связи, так как к дополнительной обмотке управляющего электродвигателем реле подводится запаздывающее напряжение для обеспечения требуемого значения коэффициента демпфирования. При этом лучше использовать индуктивность, нежели емкость, поскольку обмотки большинства применяемых реле имеют входное сопротивление.



Фиг. IV.48. Схема стабилизации регулятора с помощью тахометрической обратной связи:

1 — вход; *2* — скоростная запаздывающая обратная связь; *3* — регулируемая емкость; *4* — сервомотор.

Использование фазосдвигающих запаздывающих цепей равносильно введению в цепь регулирования пропорционально-интегрирующего закона. Запаздывающие цепи образуют фильтр высоких частот, который позволяет использовать систему с высоким коэффициентом усиления в области низких частот. Этот эффект достигается для простейшего случая реализацией передаточной функции вида

$$W_2(s) = \frac{T_ц s + 1}{\varkappa T_ц s + 1}, \qquad (IV.31)$$

которая обеспечивается RC-фильтром с последующим сопротивлением и последовательной комбинацией сопротивления и емкости в шунте. Во избежание ухудшения свойств регулятора необходимо, чтобы $T_ц$ было значительно больше наибольшей из постоянных времени системы. Однако указанный выше фильтр в трехпозиционном регуляторе, способствуя хорошему затуханию при малых возмущениях, приводит к большому перерегулированию при больших возмущениях. Такой регулятор не может обеспечить оптимального процесса регулирования. Задача выбора схемы оптимального регулятора может быть решена различными путями.

При наличии электрического сервомотора (электродвигателя) с характеристикой, аналогичной показанной на фиг. II.36, *б*, и релейным усилителем можно предположить, что уравнение суммы сигналов, поступающих на вход усилителя, будет иметь вид

$$\Sigma = \psi(t) + F_1(\mu) + F_2(s\mu), \qquad (IV.32)$$

где $\psi(t)$ — сигнал с выхода измерительного устройства;
μ — выходная координата сервомотора регулятора.

При данных условиях закон изменения выходной координаты сервомотора во времени может быть записан в виде [2]

$$s(T_{Дв}s+1)\mu = \left| \begin{array}{l} +k \text{ при } \Sigma > 0; \\ 0 \text{ при } \Sigma = 0; \\ -k \text{ при } \Sigma < 0. \end{array} \right. \qquad (IV.33)$$

Здесь k — коэффициент усиления разомкнутой схемы. На основании первого уравнения системы (IV.33) при $\Sigma > 0$ имеем

$$s(T_{Дв}s+1)\mu = k. \qquad (IV.34)$$

Интегрируя уравнение (IV.34), найдем выражение для изменения μ во времени в виде

$$\mu = kt - kT_{Дв}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{Дв}}}\right) \qquad (IV.35)$$

Определив значение t из уравнения сервомотора

$$s\mu = \mp k\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{Дв}}}\right)$$

и подставив в уравнение (IV.35), а затем в уравнение (IV.32), получим для закона обратной связи выражение

$$\mp T_{Дв}\left[k \ln \frac{1}{k}(k \mp s\mu) \mp s\mu\right]. \qquad (IV.36)$$

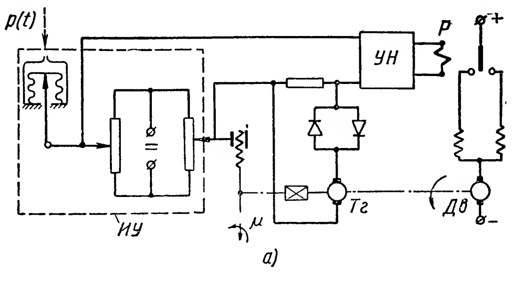
Следовательно, при реализации найденного закона обратной связи регулятора [уравнение (IV.36)] будет обеспечиваться оптимальный процесс регулирования для любого малоинерционного объекта регулирования. Возможная схема подобного регулятора показана на фиг. IV.49. Осуществление входящих в уравнение (IV.36) логарифмических зависимостей возможно с помощью ламповых схем (на диодах) или посредством полупроводников. Образование в цепи обратной связи сигнала, пропорционального производной координаты сервомотора, может быть выполнено, например, с помощью тахогенератора (фиг. IV.49, *а*) или используя обратную э. д. с. электродвигателя (фиг. IV.49, *б*).

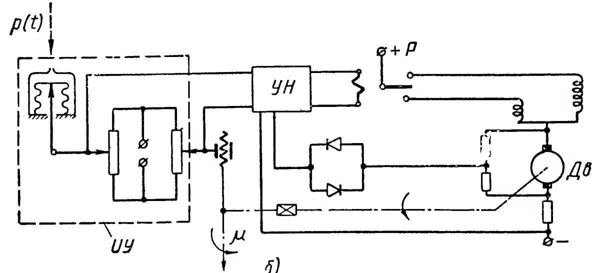
Другой возможный путь решения задачи построения оптимального релейного регулятора может быть предложен исходя из соображений использования переменного значения коэффициента демпфирования регулятора. Как следует из фиг. IV.50, *а*, при аппроксимации системы уравнением второго порядка оптимальный переходный процесс регулятора может быть получен, если изменять величину коэффициента демпфирования ζ в функции сигнала рассогласования, поступающего на вход усилителя регулятора. Предполагая наличие в схеме регулятора обратной связи по отклонению и по производной координаты серво-

мотора, уравнение сигнала рассогласования, поступающего на вход усилителя, запишем в виде

$$\Sigma(t) = \psi(t) - \mu(t) + \{\varkappa_1[\psi(t) - \mu(t)] - k_4\} s\mu(t), \qquad \text{(IV.37)}$$

где $\Sigma(t)$ — сигнал рассогласования;
$\psi(t)$ — отклонение регулируемого параметра;
$\mu(t)$ — выходная координата сервомотора;





Фиг. IV.49. Схемы релейных регуляторов с нелинейной обратной связью:

а — регулятор давления с тахометрической нелинейной обратной связью; *б* — регулятор давления с скоростной обратной связью по обратной э. д. с. электродвигателя; $p(t)$ — регулируемый параметр; *ИУ* — измерительное устройство; *УН* — усилитель напряжения; *Р* — реле; *Дв* — электродвигатель; *Тг* — тахогенератор; $\mu(t)$ — выходная координата сервомотора.

$\varkappa_1 = k_2 \cdot k_3$; k_2 и k_3 — коэффициенты усиления усилителя $У_2$ и тахогенератора $Тг_1$;
k_4 — то же тахогенератора $Тг_2$.

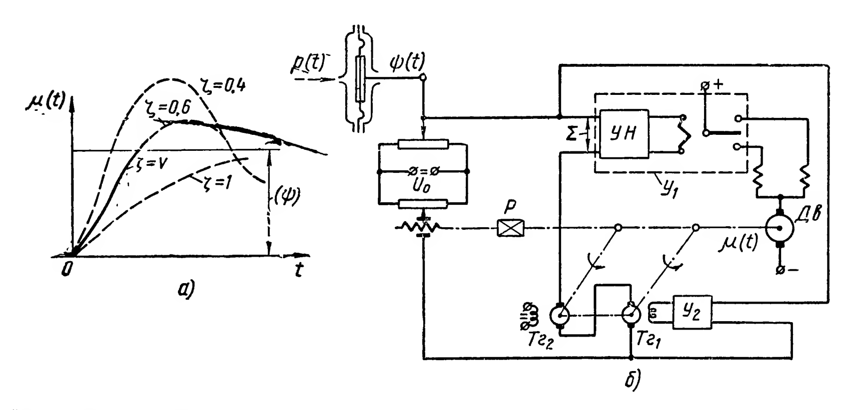
Уравнение сервомотора регулятора запишем в виде

$$s(\bar{J}s + k_D)\mu(t) = \Sigma k_y k_{Дв}, \qquad \text{(IV.38)}$$

где $\bar{J}$ — приведенный момент инерции ротора электродвигателя и нагрузки;
k_D — коэффициент собственного демпфирования электродвигателя;
k_y — коэффициент усиления усилителя $У_1$;
$k_{Дв}$ — коэффициент усиления сервомотора.

Предполагая скачкообразное изменение регулируемого параметра $\psi(t) = |\psi|$ при $t > 0$, получим уравнение регулятора в виде

$$\overline{J}s^2 + \{k_D + k_4 k_y k_{Дв} - k_y k_{Дв}[\varkappa_1 |\psi| + \varkappa_1] s + k_y k_{Дв}\} \mu(t) = k_y k_{Дв} |\psi|. \quad \text{(IV.39)}$$



Фиг. IV.50. Релейный регулятор с переменным коэффициентом демпфирования: *а* — кривая переходного процесса регулятора при переменном значении коэффициента демпфирования; ζ — коэффициент демпфирования; $\mu(t)$ — координата сервомотора; $\psi(t)$ — отклонение регулируемого параметра; *б* — схема регулятора: $p(t)$, $\psi(t)$ — регулируемый параметр и его отклонение; *УН* — усилитель напряжения; $У_1$ — усилитель регулятора; $У_2$ — усилитель в цепи возбуждения тахогенератора $Тг_1$; *Дв* — электродвигатель; $Тг_1$ и $Тг_2$ — тахогенераторы; *Р* — редуктор; $\mu(t)$ — координата сервомотора.

Это нелинейное уравнение может быть решено приближенно интегрированием по заданным интервалам времени. Полагая

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k_y k_{Дв}}{\overline{J}}}; \quad R_0 = 2\sqrt{\overline{J} k_y k_{Дв}}; \quad \frac{R_n}{R_0} = \zeta_n;$$

$$R_n = k_D + k_4 k_y k_{Дв} - \varkappa_1 k_y k_{Дв} |\psi| + \varkappa_1 k_y k_{Дв},$$

получим выражение для характеристического уравнения регулятора

$$z^2 + \frac{R_n}{\overline{J}} z + \frac{k_y k_{Дв}}{\overline{J}} = 0, \quad \text{(IV.40)}$$

корни которого для n-го интервала будут

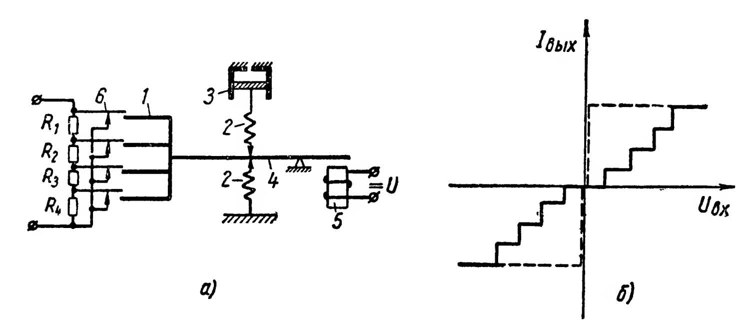
$$z_{(1,2)n} = -\zeta_n \omega_0 \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta_n^2} \quad \text{при } \zeta \leqslant 1.$$

Переходная функция для выходной координаты сервомотора при этом будет

$$\mu(t) = |\psi| + C_n e^{-\zeta_n \tau} \sin\left(\sqrt{1 - \zeta_n^2}\,\tau + \varphi_n\right), \quad \text{(IV.41)}$$

где $\tau=\omega_0 t$, а C_n и φ_n определяются из начальных условий для каждого рассматриваемого интервала. На основании выражения (IV.41) можно заключить, что оптимальный переходный процесс регулятора можно получить, если значение коэффициента демпфирования регулятора ζ непрерывно изменять в функции ошибки $\mu(t)$ — $|\psi|$. Возможная схема рассматриваемого регулятора показана на фиг. IV.50, *б*.

Кроме двухпозиционных и трехпозиционных релейных регуляторов, существуют также многопозиционные релейные регуляторы. В качестве примера простейшего многопозиционного релейного регулятора на фиг. IV.51, *а* приведена схема электромаг-



Фиг. IV.51. Многопозиционный электрический регулятор:
а — схема регулятора: *1* — вилка; *2* — пружины; *3* — демпфер; *4* — рычаг; *5* — электромагнит; *6* — контакты, $R_1 - R_4$ — сопротивления, U — напряжение; *б* — статическая характеристика многопозиционного регулятора.

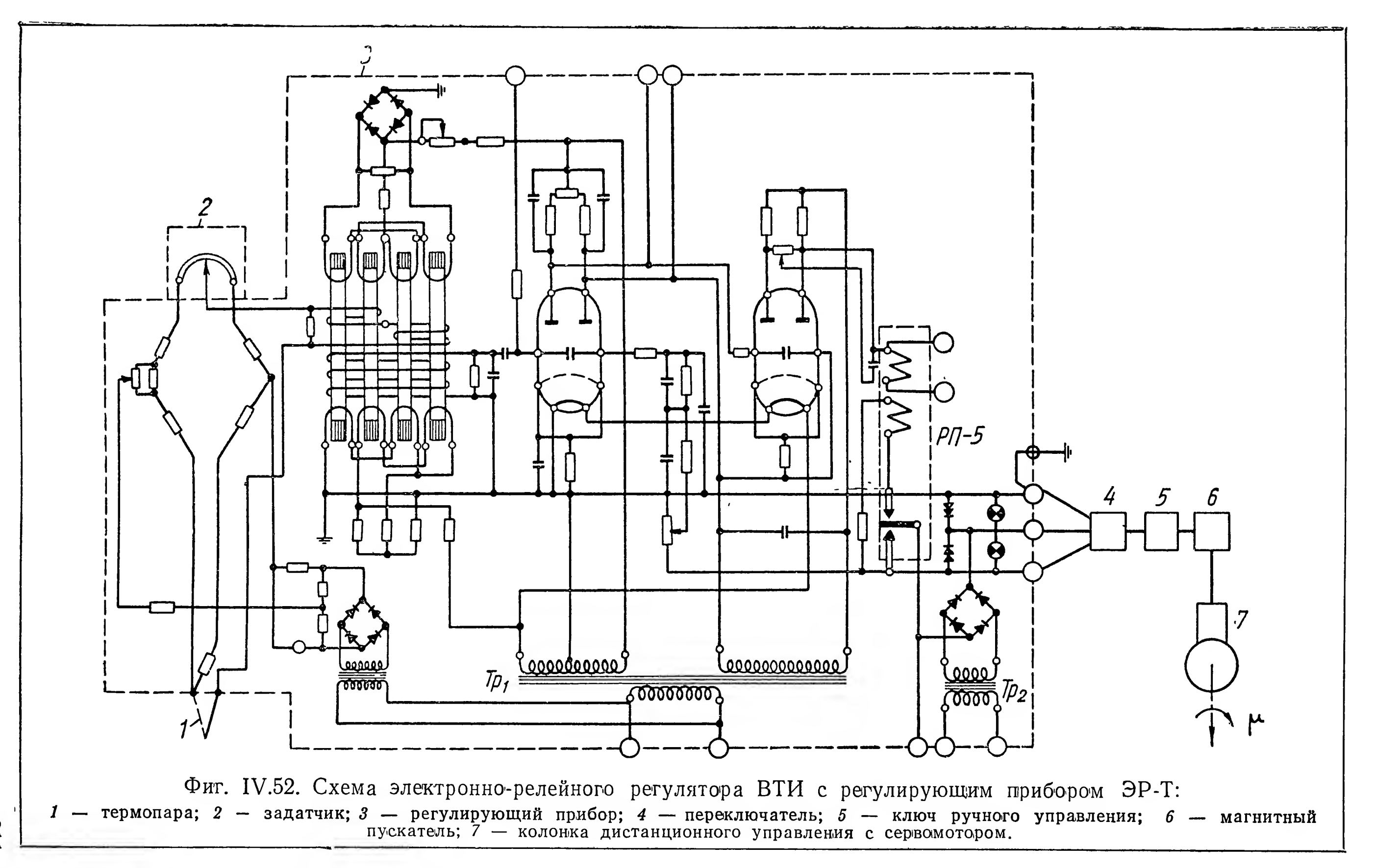
нитного регулятора, используемого для управления со ступенчатым регулированием угловой скорости вращения. Регулируемое напряжение U подводится к обмотке электромагнита. При изменении этого напряжения на некоторую величину, определяемую зоной нечувствительности электромагнита (у качественных регуляторов около 2% от диапазона регулирования), последний, преодолевая силу натяжения пружины, притягивает вилку, управляющую регулирующими контактами. Эти контакты в зависимости от перемещения вилки будут включать часть или все сопротивления $R_1 — R_4$ в регулируемой цепи, например в цепи возбуждения электродвигателя. Таким образом, в этом регуляторе весь диапазон регулируемого сопротивления разбит на ряд участков, соответствующих числу управляемых контактов. При наличии пружин данный регулятор, строго говоря, не имеет идеальной, так называемой релейной, характеристики (пунктирная линия на фиг. IV. 51, *б*), а обладает некоторой зоной и, следовательно, его характеристика будет иметь ступенчатую форму (сплошная линия на фиг. IV.51, *б*). Для предотвращения колебаний регулируемого параметра подобные регуляторы обычно снабжаются катарактом, что увеличивает коэффициент трения

движения в уравнении системы и, кроме того, дает возможность несколько регулировать его при настройке регулятора на требуемый процесс регулирования. При достаточно большом числе контактов такой регулятор по своей статической характеристике приближается к пропорциональным регуляторам (если усреднить его характеристики). Динамическая характеристика этого регулятора мало отличается от подобных характеристик электрических пропорциональных регуляторов, рассмотренных выше.

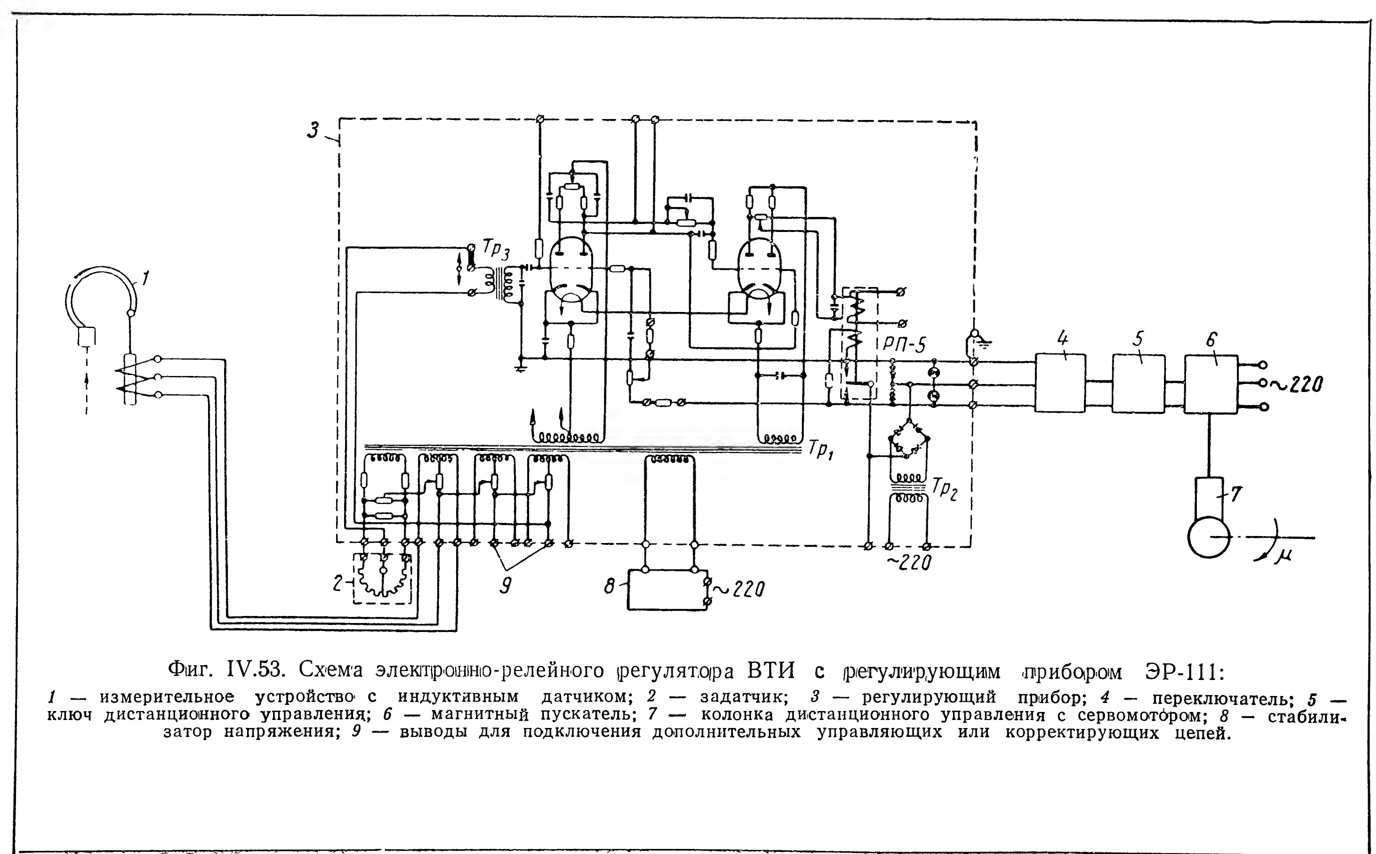
9. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕЙНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Выше были рассмотрены регуляторы, отличающиеся существенно нелинейными характеристиками. Однако существует немало конструкций регуляторов, в которых используются релейные устройства, главным образом с целью достижения требуемого значения коэффициента усиления наипростейшими средствами. При этом следует указать, что применение в схеме регулятора одного или двух релейных устройств при остальных обычно линейных элементах приводит в целях стабилизации к введению в схему таких обратных связей, при которых регулятор практически может работать только в одном «скользящем» режиме. При этом регулятор представляет собой систему с ограниченной полосой пропускания. Эти регуляторы в большинстве своем представляют собой электронно-релейные системы, в которых ламповые усилители используются для повышения чувствительности регулятора, а также для образования заданного закона регулирования.

К таким электронно-релейным системам относятся регуляторы ВТИ с регулирующими приборами двух основных разновидностей: ЭР-Т (фиг. IV.52) и ЭР-111 (фиг. IV.53) и их производных — ЭР-ТС и ЭР-ТТ. Регулятор ЭР-Т приспособлен для работы с сигналом постоянного тока на входе, а регуляторы ЭР-111 и ЭР-ТТ — для работы с переменными сигналами. Регуляторы предназначены для работы с типовыми измерительными устройствами: ЧМП — чувствительный манометр для измерений давлений; ДМП — дифференциальный манометр для измерения перепадов давлений; ДТ — дифференциальный тягомер для измерений малых давлений и перепадов давлений. Эти приборы на выходе имеют индуктивные датчики с питанием от силового трансформатора усилителя регулятора. В качестве измерителей температур применяются (с регулятором ЭР-Т) различные термопары малоинерционные: ТП (хромель-копель) для температур до 500° С; ТГ (хромель-алюмель) для температур до 700° С, а также «скоростные» термопары типа ТПС и ТПГ, предназначенные для получения дополнительного сигнала, приблизительно отвечающего производной отклонения температуры. Регуляторы могут также работать с термометрами сопротивле-



Фиг. IV.52. Схема электронно-релейного регулятора ВТИ с регулирующим прибором ЭР-Т:
1 — термопара; *2* — задатчик; *3* — регулирующий прибор; *4* — переключатель; *5* — ключ ручного управления; *6* — магнитный пускатель; *7* — колонка дистанционного управления с сервомотором.



Фиг. IV.53. Схема электронно-релейного регулятора ВТИ с регулирующим прибором ЭР-111:

1 — измерительное устройство с индуктивным датчиком; *2* — задатчик; *3* — регулирующий прибор; *4* — переключатель; *5* — ключ дистанционного управления; *6* — магнитный пускатель; *7* — колонка дистанционного управления с сервомотором; *8* — стабилизатор напряжения; *9* — выводы для подключения дополнительных управляющих или корректирующих цепей.

ния. Для большинства из этих измерительных устройств передаточные функции могут быть записаны в виде

$$W_1(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1}, \qquad (IV.42)$$

где коэффициент усиления k_1 принимает значения: 0,08 *мв/град* для термопар ТП; 0,04 *мв/град* для термопар ТГ; для ЧМП, ДМП и ДТ около 7—10 *мв* на 1% отклонения регулируемого параметра; постоянная времени T_1 имеет значения: 15—25 *сек* для термопар ТП; 50—70 *сек* для термопар ТГ; от 0,5 до 2 *сек* (без учета импульсного трубопровода) для ЧМП, ДМ и ДТ.

Для скоростных термопар передаточную функцию приближенно можно представить в виде

$$W_1(s) = \frac{k_1' s}{(T_1 s + 1)(T_1' s + 1)}, \qquad (IV.43)$$

где коэффициент усиления $k_1' = k_1 \cdot T_1'$; постоянная времени T_1' составляет: $50 \div 100$ *сек* для ТПС и $160 \div 180$ *сек* для ТГС. При работе регулятора ЭР-ТТ с трансформатором тока ДТТ коэффициент усиления принимается ~7 *мв* на 1% изменения регулируемого параметра при постоянной времени до 10 *сек*.

Усилители регуляторов ВТИ (регулирующие приборы) выпускаются двух типов: ЭР-Т для сигналов постоянного тока (фиг. IV.52); ЭР-111 для сигналов переменного тока (фиг. IV.53). Первый из них ЭР-Т выполнен комбинированным: с входным магнитным усилителем-модулятором и электронным усилителем во втором каскаде. На выходе электронного усилителя применяется поляризованное реле РП-5. Входные сопротивления этих усилителей 50 *ом* для ЭР-Т, 1000 *ом* для ЭР-111 (при 50 *гц*). Выходной величиной усилителей всех указанных типов является ток в управляющей обмотке реле РП-5.

Передаточные функции усилителей можно представить в виде: для ЭР-Т

$$W_y(s) = \frac{k_2}{(T_{му} s + 1)(T_{э1} s + 1)(T_{э2} s^2 + T_{э3} s + 1)}; \qquad (IV.44)$$

для ЭР-111 (приблизительно)

$$W_y(s) = \frac{k_2' s}{(T_{э1} s + 1)(T_{э2} s^2 + T_{э3} s + 1)(T_{э2}' s + 1)}; \qquad (IV.45)$$

здесь коэффициенты усиления: $k_2 = k_{му} k_{э1} = k_э$; $k_2' = k_{Тр\,вх} \cdot k_{э2}$;

$k_{му} = 200 \div 500$ *в/в*; $k_{э1} = 12 \div 18$ *в/в*; $k_{э2} = 0{,}1 \div 0{,}6$ *ма/в*,

$k_{Тр\,вх} = 10$ *в/в*.

Постоянные времени в среднем составляют:

$$T_{му} = 0{,}25 \div 0{,}8 \text{ сек}; \; T_{э1} = 0{,}1 \text{ сек}; \; T_{э2} = 0{,}04 \text{ сек};$$

$$T'_{э2} = 0{,}04 \div 0{,}08 \text{ сек}; \; T_{э3} = 0{,}06 \text{ сек}.$$

Трехпозиционное поляризованное реле РП-5 имеет ток срабатывания около 0,15—0,2 *ма*, ток отпускания 0,07—0,08 *ма*. Для относительно малых отклонений регулируемого параметра и малых скоростей перемещения сервомотора, обеспечивающих работу регулятора в «скользящем» режиме, передаточную функцию всего регулятора, опуская инерционность усилителя, можно приближенно записать в виде

$$W_p(s) = W_1(s) W_{бл}(s) \cdot W_{иэ}(s), \tag{IV.46}$$

где $W_1(s)$ — передаточная функция измерительной системы; $W_{иэ}(s)$ — передаточная функция исполнительного элемента.

В зависимости от типа регулятора, передаточная функция $W_{бл}(s)$ определяется следующими выражениями:

для регулятора типа ЭР-Т (опуская усилитель)

$$W_{бл}(s) = \frac{k\left(\tau_1^2 s^2 + 2\zeta_1 \tau_1 s + 1\right)}{\tau_2^2 s^2 + 2\zeta_2 \tau_2 s + 1}; \tag{IV.47}$$

для регулятора типа ЭР-111

$$W_{бл}(s) = \frac{k_1(\tau_2 s + 1)}{\tau_3 s + 1}; \tag{IV.48}$$

здесь $k_1 \to 1$ при $k \gg 1$; $\tau_2 = R_9 C_3$; $\tau_3 = \frac{\tau_2}{1+k}$.

На основании вышеизложенного передаточная функция регулятора в целом при работе на разгонной ветви характеристики исполнительного электродвигателя (скользящий режим), когда его характеристика аппроксимируется линейной, будет:

для ЭР-Т

$$W_p(s) = \frac{k'_p\left(\tau_1^2 s^2 + 2\zeta_1 \tau_1 s + 1\right)}{s\left(T_1 s + 1\right)\left(\tau_2^2 s^2 + 2\zeta_2 \tau_2 s + 1\right)}; \tag{IV.49}$$

для ЭР-111

$$W_p(s) = \frac{k'_p\left(\tau_2 s + 1\right)}{s(T_1 s + 1)(\tau_3 s + 1)}. \tag{IV.50}$$

Согласно приведенным выражениям для передаточных функций рассматриваемых регуляторов можно заключить, что регулятор типа ЭР-Т является пропорционально-интегро-дифференцирующим, а регулятор ЭР-111 — пропорционально-интегрирующим.

Для улучшения динамических характеристик этих регуляторов в их схему можно дополнительно включать блок предваре-

ния (дифференцирующий блок), имеющий передаточную функцию вида $W_д(s) = \frac{\Theta s}{\Theta s+1}$. Постоянная времени дифференциатора $\Theta = 2 \div 30$ *сек*. Электронные усилители $k_д = 1 \div 12$ *мв/мв* для переменного тока и ~ 1 *мв/мв* для постоянного. С учетом блока предварения передаточные функции регуляторов при тех же допущениях будут:

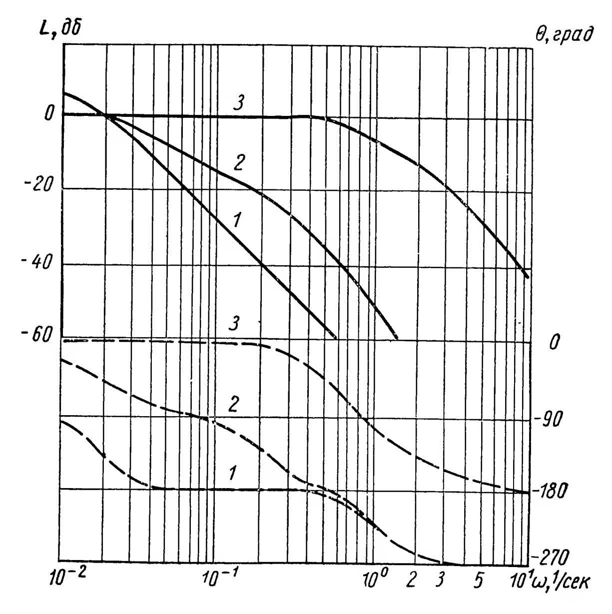
для ЭР-Т

$$W_p'(s) = \frac{k_{p1}\left(\tau_1^2 s^2 + 2\zeta_1 \tau_1 s + 1\right)}{(T_1 s+1)(\tau_2^2 s^2 + 2\zeta_2 \tau_2 s + 1)(\Theta s + 1)}; \qquad (IV.51)$$

для ЭР-111

$$W_p'(s) = \frac{k_{p1}(\tau_2 s + 1)}{(T_1 s + 1)(\tau_3 s + 1)(\Theta s + 1)}. \qquad (IV.52)$$

Примерные частотные характеристики регуляторов ВТИ для среднего значения их параметров представлены на фиг. IV.54.

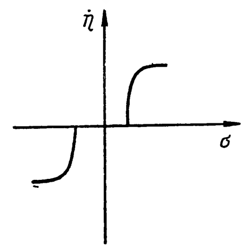


Фиг. IV.54. Примерные частотные характеристики электронно-релейных регуляторов ВТИ:

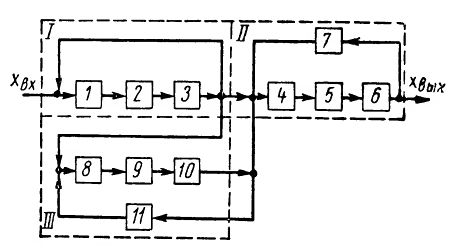
сплошные кривые — амплитудные; штриховые — фазовые; *1* — для регулятора ЭР-Т без дифференциатора; *2* — для того же регулятора с дифференциатором; *3* — для регулятора давления с регулирующим прибором ЭР-111 и дифференциатором.

Исполнительные элементы этих регуляторов выпускаются двух модификаций: КДУ-I и ДКУ-II. Последний отличается от первого наличием дополнительного индуктивного датчика, позволяющего иметь в регуляторе дополнительную жесткую обратную

связь. Обе модификации допускают применение электродвигателей в 0,25 и 0,4 *квт*, обеспечивающих на выходе крутящий момент соответственно в 25 и 100 *кГм.* Угол поворота выходного вала может изменяться в пределах от 90 до 270°. Соответственно время поворота вала составляет от 30 до 90 *сек.* В последних выпусках это время может изменяться от 20 до 120 *сек.* Пределы изменения времени интегрирующего члена составляют от 20 до 400 *сек.* Для уменьшения выбега электродвигателя предусма-



Фиг. IV.55. Нелинейная характеристика сервомотора с контактором.



Фиг. IV.56. Структурная схема регулятора ИР-130:

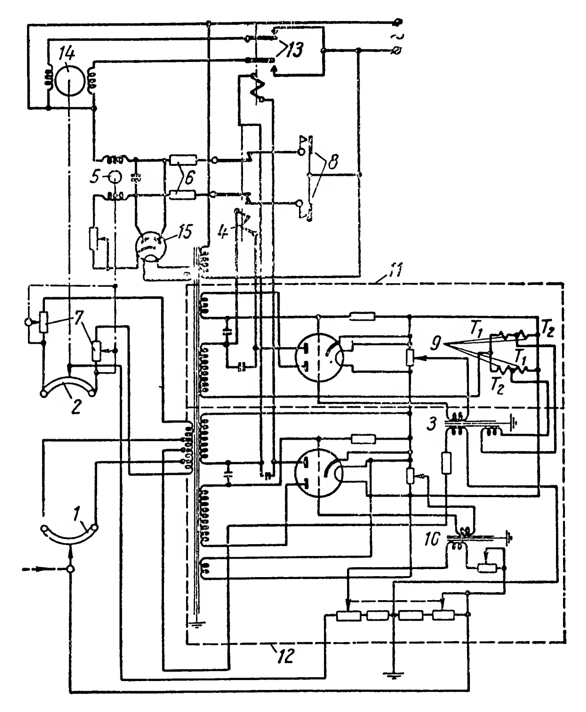
I — автоматический потенциометр; *II* — исполнительное устройство; *III* — интегрирующее устройство; *1* — измерительное устройство; *2* — усилитель; *3* — балансный электродвигатель; *4* — усилитель; *5* — реле; *6.* — исполнительный электродвигатель; *7* — обратная связь; *8* — усилитель; *9* — реле; *10* — интегрирующий электродвигатель; *11* — обратная связь.

тривается торможение его путем включения емкости 40—60 *мкф* для электродвигателя 0,25 *квт* и 150—200 *мкф* для электродвигателя 0,4 *квт.* При работе регулятора в условиях длительных и больших отклонений от заданного значения регулятор уже не может рассматриваться как линейный и при его расчете необходимо учитывать реальную нелинейную характеристику исполнительного элемента и контактора, обычно имеющую вид, изображенный на фиг. IV. 55.

К этому классу регулятора относится также регулирующее устройство ИР-130, структурная схема которого представлена на фиг. IV. 56. Отклонение регулируемой величины, поступающее на вход измерительного устройства автоматического потенциометра *I*, преобразуется последним в перемещение щетки выходного потенциометрического датчика, который включен в мостовую схему на входе исполнительного устройства *II*. Одновременно в плечи мостовой схемы включены дополнительные потенциометры, движки которых перемещаются от вала интегрирующего электродвигателя. Напряжение разбаланса входного моста усиливается в электронном усилителе и подается на обмотки реверсивного исполнительного электродвигателя типа ИМ-2/120, соединенного с регулирующим органом.

Принципиальные схемы интегрирующего и исполнительного устройства регулятора ИР-130 приведены на фиг. IV. 57. Регу-

лятор может подключаться также к любому из имеющихся автоматических потенциометров и мостов (ЭПП-09 и ЭМП-09, ЭПП-12 и ЭМП-120, ЭМВ и др.), оснащенных потенциометрическими датчиками на выходе. Для стабилизации процесса регулирования регулятор имеет жесткую обратную связь и, кроме



Фиг. IV.57. Принципиальная схема регулятора ИР-130:

1 — входной потенциометр; *2* — потенциометр обратной связи; *3* — входной трансформатор усилителя интегрирующего устройства, *4* — трехпозиционное реле; *5* — интегрирующий электродвигатель; *6* — сопротивления электронагревателя; *7* — интегрирующие реостаты; *8* — концевые выключатели; *9* — термометры сопротивления; *10* — выходной трансформатор усилителя исполнительного устройства; *11* — усилитель интегрирующего устройства; *12* — усилитель исполнительного устройства, *13* — реле; *14* — исполнительный электродвигатель, *15* — двойной диод схемы регулирования скорости электродвигателя.

того, термическую гибкую обратную связь, включенную в цепь реле интегрирующего электродвигателя. Период действия прерывателя обусловливается постоянной времени нагрева и охлаждения термометров сопротивления, включенных в мостовую схему и изменяющих сопротивление цепи обратной связи трансформатора *3*; термометры обогреваются с помощью электронагревателя. В области низких частот при наличии жестких обратных связей регулятор ИР-130 будет работать в линейном режи-

ме. Для этих условий его передаточная функция, составленная на основании структурной схемы (фиг. IV. 56), будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k(\tau_0 s + 1)\left[\frac{ks^2(\tau_1 s + 1)}{\tau_0 s + 1} + 1\right]}{s\left(\frac{1}{k_{эп}} s + 1\right)\left[\frac{k_2 s^2 (T_1 s + 1)}{T's + 1} + 1\right]\left(T_{11}^2 s^2 + 2\zeta_{11} T_{11} s + 1\right)\left(T_{12}^2 s^2 + 2\zeta_{12} T_{12} s + 1\right)}; \qquad (IV.53)$$

здесь

$$k = \frac{1}{k_{oc}}; \ \tau_0 = k_{oc}(T_{mc} + 1); \ \tau_1 = \frac{T_{Дв1} T_{mc}}{T_{Дв1} + T_{mc}};$$

$$k_1 = \frac{k_{Дв1} + T_{mc}}{k_{Дв} k_y}; \ T_1 = \frac{TT_{Дв}}{T + T_{Дв}}; \ k_2 = \frac{T_{Дв} + T_1}{k};$$

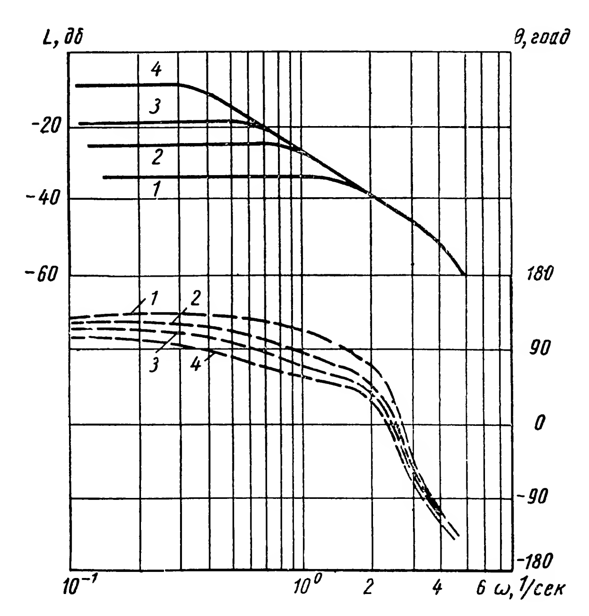
$$T_{11} = \sqrt{\frac{T_{Дв1} T_{mc}}{k_y k_{oc} k_{Дв1}}}; \quad \zeta_{11} = \frac{T_{Дв1} + T_{mc}}{2\sqrt{k_y k_{Дв} k_{oc} T_{Дв1} T_{mc}}},$$

$$T_{12} = \sqrt{\frac{T_{Дв2}}{k_{y3} k_{Дв2}}}; \quad \zeta_{12} = \frac{1}{2\sqrt{T_{Дв2} k_{y3} k_{Дв2}}}.$$

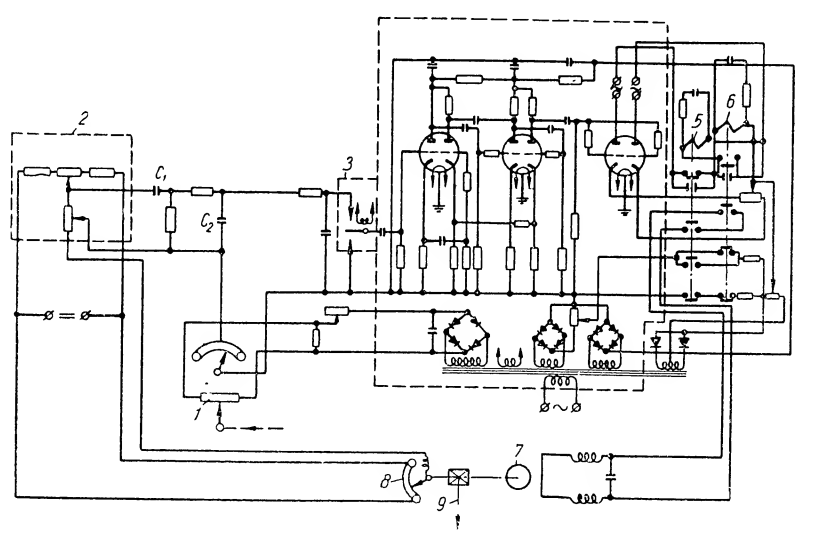
В вышеприведенных выражениях приняты следующие обозначения: k — коэффициент усиления регулятора; τ_0 — постоянная, зависящая от T_{mc} — времени термической обратной связи интегрирующего звена; T_1 — постоянная, зависящая от постоянной времени измерительного устройства и постоянной времени балансного электродвигателя потенциометра; $k_{эп}$ — коэффициент усиления потенциометра; T_{11} — постоянная, зависящая от постоянных времени интегрирующего электродвигателя и термической обратной связи; T_{12} — постоянная, зависящая от постоянной времени исполнительного электродвигателя и коэффициента усиления исполнительного устройства в целом.

Согласно передаточной функции и частотным характеристикам (фиг. IV. 58), относящимся к определенной настройке регулятора, регулятор ИР-130 может удовлетворительно работать только в области частот, в которой объект регулирования существенно фильтрует собственные частоты потенциометра, интегрирующего и исполнительного электроприводов.

Электронный регулятор типа РУ4-16, схема которого приведена на фиг. IV. 59, несколько отличается от только что рассмотренного. Он представляет собой электрический регулятор с измерительной мостиковой схемой на входе, интегро-дифференцирующей цепочкой RC и вибропреобразователем на входе в усилитель. Электронный четырехкаскадный усилитель, собранный на лампах 6Н2П, с выходным каскадом на лампах 6Н6П рабо-



Фиг. IV.58. Частотные характеристики регулятора ИР-130:
сплошные кривые — амплитудные; штриховые — фазовые; кривые *1—4* соответствуют значениям неравномерности регулятора δ = 45; 12,5; 8,3%.



Фиг. IV 59. Схема регулятора РУ4-16:
1 — входной потенциометр; *2* — суммирующая схема; *3* — вибропреобразователь; *4* — электронный усилитель; *5* и *6* — реле РЭН-17; *7* — исполнительный элемент; *8* — потенциометр; *9* — выход к регулирующему органу.

тает на реле типа РЭН-17. Сервомотором регулятора могут служить реверсивные исполнительные механизмы ПР-I, ИМ-2/120, ИМ-25/120 и ряд других, оснащенных потенциометрическими датчиками. Регулятор имеет жесткую обратную связь.

Посредством переключений на основе регулирующего устройства РУ4-16 можно получить следующие основные типы регуляторов: пропорциональный — если закоротить емкость C_1 цепочки RC и отключить емкость C_2; интегро-дифференцирующий — при шунтировании емкости C_2; пропорционально-интегрирующий — путем включения емкости C_1. Время изодромного устройства можно изменять в пределах от 0 до 3000 *сек*. Включением емкости C_2 при выключенной емкости C_1 достигается пропорционально-дифференцирующий закон регулирования. Включение обеих емкостей приводит к осуществлению пропорционально-интегро-дифференцирующего закона регулирования. Время предварения можно изменять сменными сопротивлениями в пределах от 0,2 до 470 *сек*. Диапазон пропорционального регулирования может изменяться в пределах от 1 до 300%. Зона нечувствительности регулятора не более 0,2%. Ток срабатывания реле РЭН-17 не превышает 7,5 *ма*.

При наличии жесткой обратной связи и для относительно медленных изменений регулируемого параметра этот регулятор можно рассматривать как линейную систему. Поэтому для области частот, не превышающей полосу пропускания исполнительного элемента регулятора, его передаточную функцию приближенно можно записать в таком виде:

$$W(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)}{(T_1 s + 1)(s^2 + 1)}, \qquad (IV.54)$$

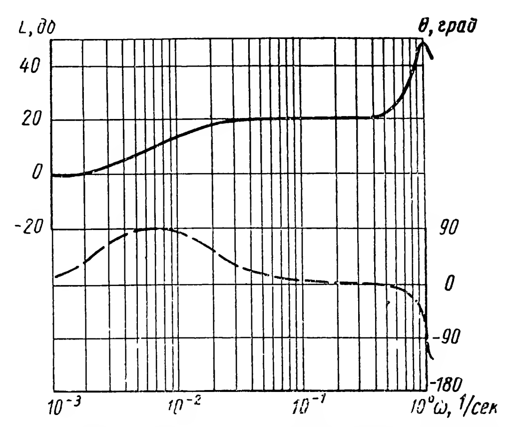
где $\tau_1 = T_i$;

T_i — постоянная времени изодромной цепи;

T_1 — постоянная времени измерительной системы.

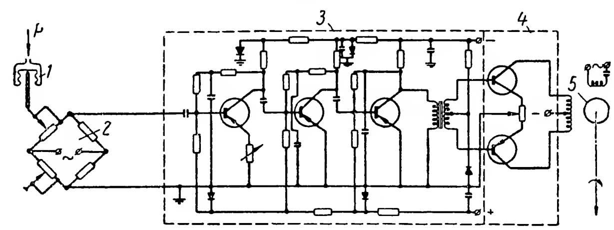
Примерные частотные характеристики регулятора для варианта с жесткой обратной связью при $T_1 = 50$ *сек* и $T_i = 500$ *сек*, приведены на фиг. IV. 60. Очевидно, что данный регулятор целесообразно использовать в диапазоне частот не выше 0,8 *рад/сек*. При этом с увеличением времени изодромной цепи запас по фазе на низких частотах будет увеличиваться.

Одной из важных задач, возникающих при разработке электрических регуляторов, является уменьшение их веса и габаритных размеров. Это требование становится особенно существенным для регуляторов с маломощными выходными электродвигателями. Решение этой задачи в значительной мере может быть достигнуто путем уменьшения размеров и веса применяемых усилителей. Для этой цели, кроме применения специальных (например, пальчиковых) электронных ламп, можно рекомендовать применение полупроводниковых усилителей. При этом (при определенных условиях) значительно повышается также и на-



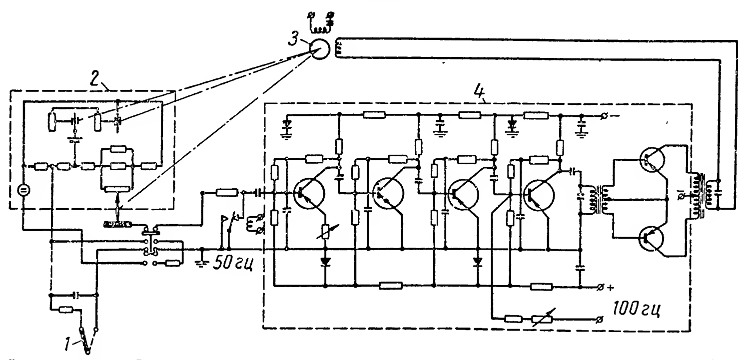
Фиг. IV.60. Частотные характеристики регулятора РУ4-16:

сплошная кривая — амплитудная; штриховая — фазовая.



Фиг. IV.61. Схема электрического регулятора с электродвигателем переменного тока и полупроводниковым усилителем:

1 — измерительное устройство; *2* — схема сравнения; *3* — каскады усиления сигнала; *4* — оконечный каскад; *5* — электродвигатель.



Фиг. IV.62. Схема электрического регулятора, выполненного на базе автоматического потенциометра с полупроводниковым усилителем:

1 — термопара; *2* — потенциометрическая схема; *3* — электродвигатель РД-09; *4* — усилитель.

дежность всего регулятора. В регуляторе с электродвигателем переменного тока все элементы могут быть выполнены бесконтактными.

На фиг. IV. 61 приведена одна из возможных схем электрического регулятора с полупроводниковым усилителем, разработанным для управления индукционным электродвигателем типа ДИД или ДГ и им подобных. Для повышения демпфирования системы, что может оказаться необходимым при повышении быстродействия регулятора, схему можно дополнить скоростной обратной связью, подаваемой на базу последнего каскада усилителя в виде напряжения, снимаемого с тахогенератора.

Другой вариант регулятора промышленного типа, построенный на базе автоматических потенциометров (мостов) ЭПП, ЭМВ или им подобных с управлением при помощи полупроводникового усилителя двигателем РД-09, показан на фиг. IV. 62. В этом регуляторе пятикаскадный усилитель на несущей частоте 50 *гц* с питанием от двух выпрямителей выполнен с дополнительным демпфированием электродвигателя за счет подачи на последний каскад усиления напряжения второй гармоники 100 *гц* от отдельного выпрямителя. Можно также рекомендовать использование в этой схеме скоростной обратной связи, показанной на фиг. IV.23, *а*.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ивахненко А. Г. Электроавтоматика. Гостехиздат УССР, 1957.
2. Ивахненко А. Г. Техническая кибернетика. ГИТЛ УССР, 1959.
3. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. II, ч. I и II, Машгиз, 1959.
4. Технические средства автоматики. Т. IV, Труды ИФАК, изд. АН СССР, 1961.
5. Траксел Д. Д. Справочная книга по технике автоматического регулирования. Госэнергоиздат, 1962.
6. Oppelt W. Kleines Handbuch der Regelungstechnik. 1960.

ГЛАВА V

ЭЛЕКТРОННО-ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОННО-ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

1. ЭЛЕКТРОННО-ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

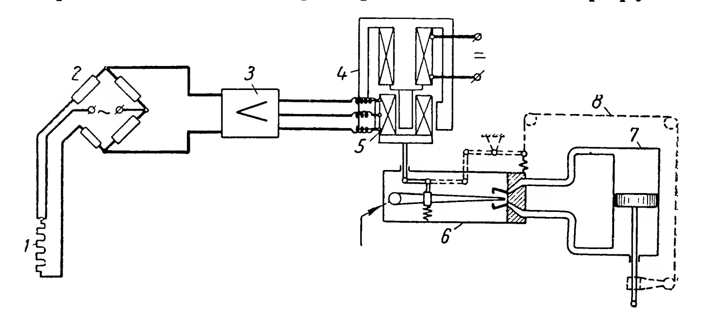
Электронно-гидравлические регуляторы представляют собой комбинированные системы, в которых все преобразования управляющего сигнала и формирование закона управления осуществляются с помощью электрической энергии. Оконечное усиление осуществляется в гидравлических усилителях мощности. Благодаря такому распределению функций между отдельными частями регулятора оказывается возможным создавать исключительно гибкие системы, способные удовлетворить большинству требований, предъявляемых в настоящее время к многоцелевому универсальному регулятору. При этом прицbackground
Ipиципиально возможно сочетать осуществление таких регуляторов с оптимальными характеристиками его элементов. Электронно-гидравлические системы позволяют создавать регуляторы для любого из указанных выше законов регулирования: интегрирующего, пропорционального, пропорционально-интегрирующего, пропорционально-интегро-дифференцирующего, а также и более сложных законов. В качестве измерительных систем в электронно-гидравлических регуляторах применяются практически любые чувствительные элементы в сочетаниях с выходными датчиками, работающими как на постоянном, так и на переменном токе. Однако в этих регуляторах особенно подходящими являются высоко точные измерительные системы, к которым не предъявляются требования высокой мощности на выходе. В электронно-гидравлических регуляторах применяются главным образом электронные, магнитные и полупроводниковые усилители на переменном токе, а также комбинированные электронно-магнитные усилители. Все перечисленные усилители имеют достаточную стабильность характеристик, а также допускают широкую регулировку усиления сигналов на промежуточных ступенях формирования закона управления в регуляторе. В комбинированных регуляторах обычно имеются несколько каскадов усиления в последовательном

сочетании с преобразователями. Наибольшее распространение получили регуляторы с усилителями на переменном токе, так как они имеют бóльшую стабильность характеристик.

Ввиду этого при применении измерительных устройств, обладающих выходным сигналом постоянного тока, на входе в усилитель регулятора используют преобразователи постоянного тока в переменный. Наиболее распространенными являются контактные или магнитные модуляторы. С выхода усилителя сигнал чаще всего подается на электромеханический преобразователь той или иной конструкции с выходом на гидравлический усилитель мощности и затем на исполнительный элемент. В качестве электромеханических преобразователей обычно принимаются электродинамические системы (без постоянных магнитов), обладающие лучшими тяговыми характеристиками, малой постоянной времени и меньшими габаритами. В качестве гидравлических усилителей мощности в данных регуляторах используются все известные типы этих усилителей: золотниковые, струйные и сопло-заслонка. Наибольшей чувствительностью, как известно, обладают струйные усилители, которые, кроме того, весьма удобно компонуются с электромеханическими преобразователями поворотной конструкции. Но их выходная мощность несколько ограничена. Для получения большой мощности на выходе регулятора используются золотниковые усилители мощности, позволяющие применять высокие давления при больших расходах рабочей жидкости. Среди усилителей типа сопло-заслонка наивысшей чувствительностью, как известно, обладают двухсопловые конструкции с разделяющим флажком. Однако они отличаются повышенным расходом и, кроме того, работают на невысоких давлениях, что и предопределяет их применение в маломощных системах. В электронно-гидравлических регуляторах применяются многие из известных систем корректирующих устройств, служащих для повышения качеств регуляторов.

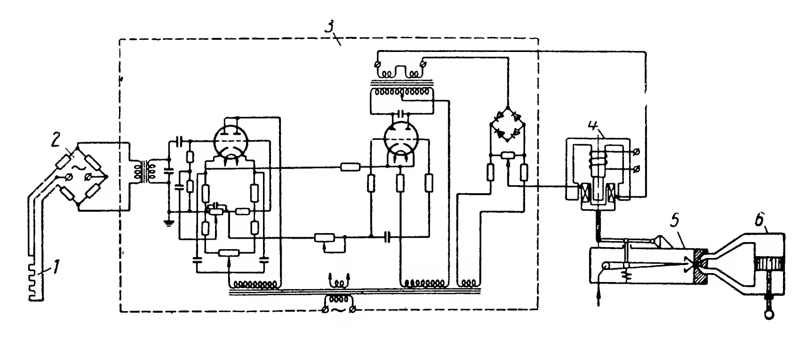
На фиг. V. 1 представлена схема интегрирующего электронно-гидравлического регулятора со струйным усилителем мощности. В этом регуляторе изменение регулируемого параметра (температуры) вызывает разбаланс схемы сравнения, с диагонали которой сигнал поступает на вход электронного усилителя переменного тока. После демодуляции переменного выходного напряжения выделенная постоянная составляющая, взаимодействуя с постоянным магнитным потоком электромеханического преобразователя, вызывает перемещение управляющей катушки и поворот струйной трубки. Перепад давлений, который при этом создается на поршне сервомотора, вызывает его перемещение в требуемом направлении. В регуляторе для улучшения его характеристик могут быть применены либо жесткая обратная связь (на схеме показана пунктиром), либо гибкая обратная связь, которую нередко образуют в виде местных обратных связей с по-

мощью различных цепочек RC (фиг. V.2). При жесткой обратной связи регулятор становится пропорциональным, а с местной гибкой обратной связью — пропорционально-интегрирующим.



Фиг. V.1. Схема интегрирующего электронно-гидравлического регулятора:

1 — термометр сопротивления; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель; *4* — преобразователь; *5* — подвижная катушка преобразователя; *6* — струйный усилитель мощности; *7* — сервомотор; *8* — жесткая обратная связь для пропорционального регулятора.



Фиг. V.2. Схема пропорционально-интегрирующего электронно-гидравлического регулятора:

1 — термометр сопротивления; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель; *4* — преобразователь; *5* — струйный усилитель мощности; *6* — сервомотор.

Передаточная функция электронно-гидравлического интегрирующего регулятора (фиг. V. I) имеет вид

$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \qquad (V.1)$$

где T_1 и T_2 — соответственно постоянные времени измерительного элемента и электромеханического преобразователя.

Передаточная функция электронно-гидравлического регулятора с жесткой обратной связью может быть записана так:

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_c s + 1)}, \qquad (V.2)$$

где T_c — постоянная времени сервомотора.

Передаточная функция регулятора с местной обратной связью в усилителе (фиг. V. 2) будет

$$W(s) = \frac{k(T_{oc}s + 1)}{s(T_1 s + 1)(Ts + 1)(T_2 s + 1)}, \qquad (V.3)$$

где T_1 — постоянная времени измерительного устройства;
T_2 — постоянная времени гидроусилителя;
T_{oc} и k_{oc} — постоянная времени и коэффициент обратной связи;

$$T = T_{oc} + k_y \cdot k_{oc}.$$

Фиг. V.3. Схема варианта пропорционально-интегрирующего электронно-гидравлического регулятора:

1 — измерительное устройство; *2* — задатчик; *3* — мостиковая схема сравнения; *4* — усилитель напряжения; *5* — преобразователь; *6* — струйный усилитель; *7* — сервомотор; *8* — потенциометр; *9* — ячейка *RC*.

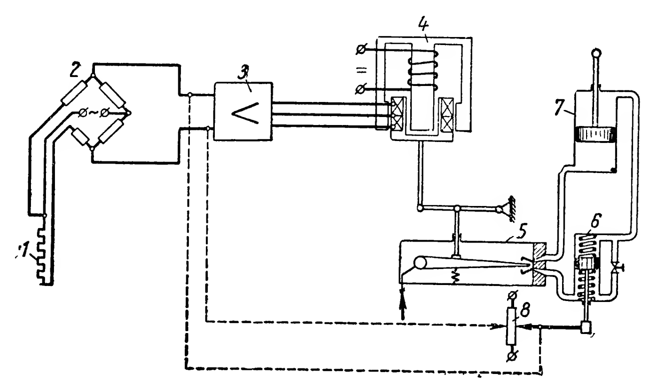
Как следует из передаточной функции (V. 3), данный регулятор имеет практическую полосу пропускания частот $\ll 1/T_2$. При этом на процесс регулирования гидроусилитель оказывает несущественное влияние. Нетрудно убедиться, что более выгодной является обратная связь, охватывающая наиболее инерционные звенья регулятора. Так, при охвате гибкой обратной связью (фиг. V. 3) таких элементов интегрирующего регулятора, как усилитель, электромеханический преобразователь, струйный усилитель и сервомотор, получим передаточную функцию регулятора в виде

$$W(s) = \frac{k'(T_{oc}s + 1)}{s(\tau_1^2 s^2 + 2\zeta_1 \tau_1 s + 1)(T_1 s + 1)}, \qquad (V.4)$$

где

$$\tau_1 = \sqrt{\frac{T_2 T_{oc}}{k_y k_{oc}}}; \quad \zeta_1 = \frac{T_2 + T_{oc}}{2\sqrt{T_2 T_{oc} k_y k_{oc}}}.$$

Поскольку в данном случае постоянная времени элементов, охваченных обратной связью, становится существенно меньше T_2, регулятор оказывается работоспособным в более широком диапазоне частот $\geqslant 1/\tau_1$. Дальнейшее улучшение характеристик регулятора возможно, например, применением последовательного дифференцирующего контура RC, включаемого перед входом в усилитель (на фиг. V.3 показано пунктиром). Передаточная



Фиг. V.4. Схема пропорционально-интегрирующего электронно-гидравлического регулятора с изодромом в цепи обратной связи:

1 — термометр сопротивления; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель; *4* — преобразователь; *5* — струйный усилитель; *6* — изодром; *7* — сервомотор; *8* — потенциометр обратной связи.

функция подобного регулятора (в диапазоне частот до $1/T_1$) соответственно видоизменится и примет вид

$$W(s) = \frac{k(\tau_\partial s + 1)(T_{oc}s + 1)}{s(\tau_1^2 s^2 + 2\varsigma_1 \tau_1 s + 1)(\varkappa\tau_\partial s + 1)}, \qquad (V.5)$$

где τ_∂ — постоянная времени дифференцирующего контура.

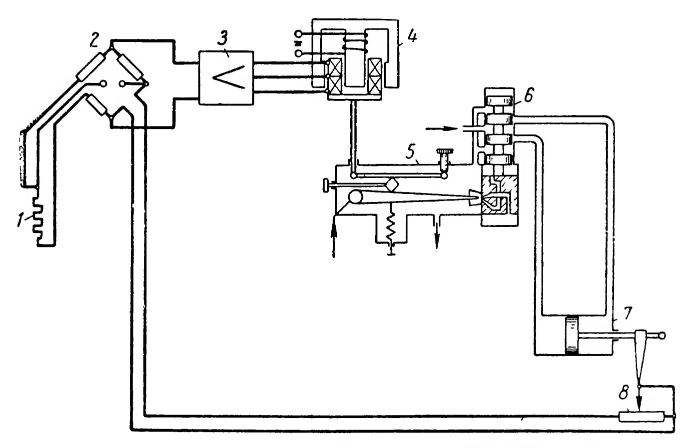
Выбирая $\varkappa \ll 1$, можно получить дополнительное опережение по фазе в полосе частот, определяемой значением τ_∂.

Кроме описанных методов стабилизации, в цепях обратных связей электронно-гидравлических регуляторов могут найти применение гидравлические изодромные устройства (фиг. V.4), а также интегрирующие элементы, аналогичные приведенным в гл. II.

При необходимости увеличения выходной мощности в схему регулятора можно включить один или больше дополнительных гидравлических каскадов усиления мощности.

На фиг. V.5 приведена схема пропорционального электронно-гидравлического регулятора с дополнительным гидроусилителем в виде отслеживающего золотника. При отклонении регулируемого параметра на входе этого регулятора происходит разбаланс мостиковой схемы сравнения. После усиления в электрон-

ном усилителе сигнал разбаланса поступает в обмотку электромеханического преобразователя. Подвижная катушка последнего в результате взаимодействия обтекающего ее тока и постоянного магнитного поля отклоняет струйную трубку из среднего положения, создавая этим перепад давления на поршеньке отслеживающего золотника. В результате этого поршенек смещается из среднего положения вслед за струйной трубкой и создает перепад давления рабочей жидкости на поршне сервомотора, приводя его в движение. Одновременно шток сервомотора передвига-



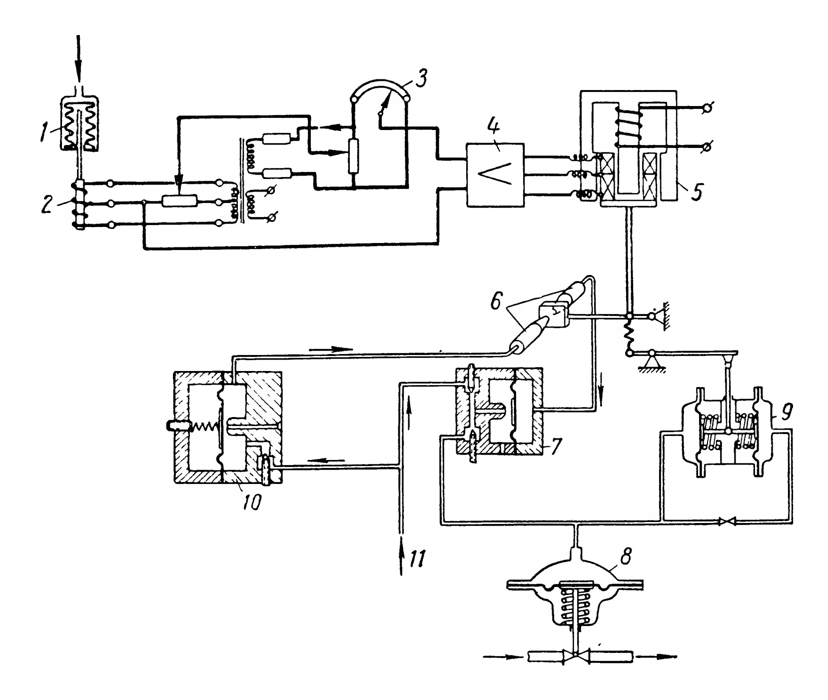
Фис. V.5. Схема пропорционального электронно-гидравлического регулятора с двухкаскадным струйным усилителем мощности:

1 — термометр сопротивления; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель напряжения; *4* — преобразователь; *5* — струйный усилитель; *6* — золотник; *7* — сервомотор; *8* — потенциометр обратной связи.

ет движок потенциометра обратной связи, включенного в мостовую схему на входе в усилитель. Изменение сопротивления потенциометра, а следовательно, и перемещение сервомотора будет происходить, пока мостовая схема не окажется снова сбалансированной. Применение отслеживающего золотника позволяет на значительном диапазоне частот повысить быстродействие и выходную мощность регулятора без ухудшения его динамических характеристик.

На фиг. V. 6 показана схема другого варианта регулятора электронно-гидравлического типа. Для повышения чувствительности и коэффициента усиления по мощности в этой схеме применен двухкаскадный усилитель типа сопло-заслонка. При отклонении регулируемой величины (в данном случае давления) нарушится баланс моста, в который включен индуктивный датчик измерительного устройства регулятора. При этом во вторичной обмотке входного трансформатора усилителя появится напряжение определенной фазы, которое после усиления и выпря-

мления поступит в управляющую обмотку электродинамического преобразователя. Якорь преобразователя соединен с флажком усилителя мощности типа сопло-заслонка. При повороте флажка изменяется открытие выходного и приемного сопел усилителя, а вместе с этим изменяется и давление на мембране сервомотора.



Фиг. V.6. Схема электронно-гидравлического регулятора с усилителем мощности типа сопло-заслонка:

1 — измерительное устройство; 2 — индуктивный датчик; 3 — задатчик; 4 — усилитель напряжения; 5 — преобразователь; 6 — усилитель сопло-заслонка; 7 — вторичный усилитель; 8 — сервомотор; 9 — изодромный выключатель; 10 — регулятор давления питающей жидкости; 11 — рабочая жидкость.

При наличии изодромной обратной связи регулятор приобретает свойства регулятора пропорционально-интегрирующего типа и его передаточная функция будет иметь вид

$$W(s) = \frac{k(T_u s + 1)}{s(T_2 s + 1)(Ts + 1)}, \qquad (V.6)$$

где $T = T_u/k_y k_u$; T_1 и T_u — постоянные времени измерительного устройства и изодрома;

k_u, k_p и k_y — соответственно коэффициенты усиления изодрома, регулятора и усилителя.

Для полосы частот $\leqslant k_y k_u / T_u$ такой регулятор имеет фазовый сдвиг $\leqslant -\pi/2$.

Наибольшее распространение получили электронно-гидравлические регуляторы с золотниковыми усилителями. Типичная схема пропорционального регулятора изображена на фиг. V.7. Этот тип регулятора, даже с однокаскадным усилителем, обладает высоким быстродействием и достаточно большой выходной мощностью. При линейной аппроксимации, которая возможна для относительно небольших перемещений и тщательном выполнении узлов регулятора, передаточная функция этого регулятора может быть записана в виде

Фиг. V.7. Схема пропорционального электронно-гидравлического регулятора с золотниковым усилителем мощности:

1 — ввод от измерительного устройства; *2* — задатчик; *3* — схема сравнения; *4* — усилитель напряжения; *5* — преобразователь; *6* — золотник; *7* — сервомотор.

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s^3 + T_3 s^2 + T_4 s + 1)}, \qquad \text{(V.7)}$$

где T_1 и T_2 — постоянные времени измерительной системы и золотникового усилителя с учетом подвижной катушки электромеханического преобразователя;

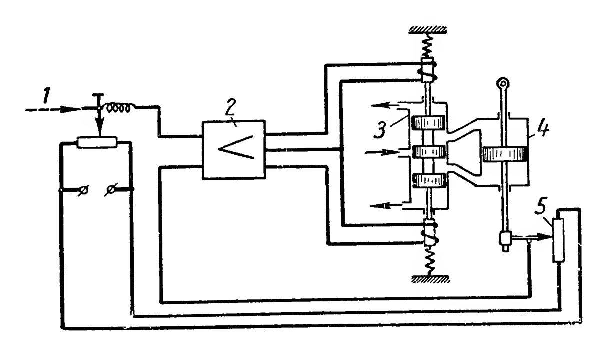
T_4 — постоянная, определяемая коэффициентом демпфирования.

При относительно медленных воздействиях для полосы частот в пределах $1/\sqrt{T_2}$ можно пользоваться упрощенным выражением передаточной функции подобного регулятора, т. е.

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_c s + 1)}, \qquad \text{(V.8)}$$

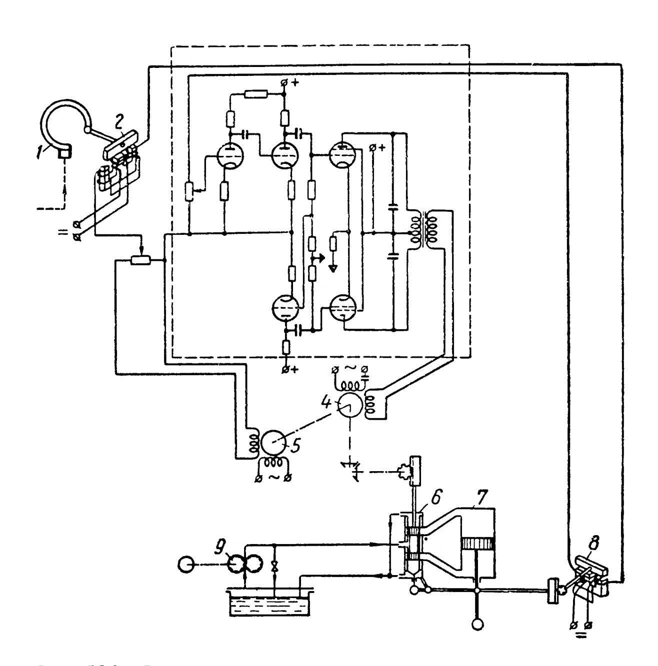
где T_c — постоянная времени сервомотора.

Среди многочисленных конструкций электронно-гидравлических регуляторов нередко приходится встречать такие, в которых управление гидравлическим усилителем мощности (золотником) предлагается осуществлять непосредственно от электромагнитов, без обратной связи (фиг. V.8). Однако в обычной линейной схеме применение таких конструкций не может дать желаемого эффекта ввиду существенно нелинейной характеристики золотника и большой мощности, потребной для его перемещения. В ряде случаев такие регуляторы можно применять при работе в нелинейном режиме и в условиях, когда не требуется высокая точность. С бо́льшим успехом такие регуляторы можно исполь-



Фиг. V.8. Схема электронно-гидравлического регулятора с электромагнитным приводом силового золотника:

1 — ввод от измерительного устройства; *2* — усилитель напряжения; *3* — золотник; *4* — сервомотор; *5* — потенциометр обратной связи.

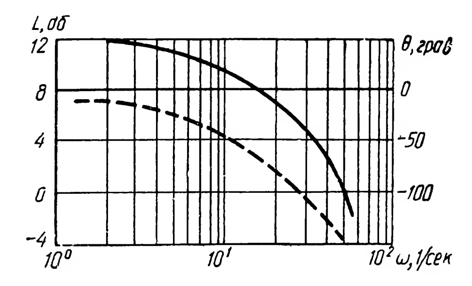


Фиг. V.9. Схема электронно-гидравлического регулятора с приводом силового золотника от электродвигателя:

1 — измерительное устройство; *2* и *8* — механо-электрические преобразователи; *3* — усилитель; *4* — электродвигатель; *5* — тахогенератор; *6* — золотниковый усилитель мощности; *7* — сервомотор; *9* — маслонасос.

зовать в импульсном режиме работы. При этом схема выходных каскадов регулятора может быть существенно упрощена применением реле.

На фиг. V.9 показан пример другого варианта электронно-гидравлического пропорционального регулятора, в котором привод золотника осуществляется от электродвигателя. Механический выход измерительной системы этого регулятора используется для поворота якоря выходного электромеханического преобразователя. Второй такой же преобразователь используется в цепи обратной связи; его якорь жестко соединен со штоком выходного сервомотора. Электрически оба преобразователя включены последовательно с входным сопротивлением электронного усилителя, с которого снимается сигнал разбаланса схемы. После усиления в двухкаскадном усилителе напряжения сигнал подается на инверсный каскад усилителя, а затем на каскад усиления мощности, вторичная обмотка трансформатора которого питает управляющую обмотку электродвигателя. Последний через редуктор перемещает золотник каскада гидроусиления. В качестве стабилизирующего сигнала используется напряжение, снимаемое с тахогенератора, включенного в цепь обратной связи. Частотные характеристики регулятора представлены на фиг. V. 10. Значительное выходное усилие регулятора, большая реакция золотника и значительное трение в нем привели к применению электродвигателя для привода золотника. Однако это ввело в динамику системы значительную инерционность и нелинейность, связанные с электродвигателем, хотя последний удобно сочетается с тахогенератором. Несколько лучшие результаты могли бы быть получены при двухкаскадном гидроусилителе и замене электродвигателя электромеханическим преобразователем. В качестве варианта вместо электродвигателя допустимо использование порошковой электромагнитной муфты [3].



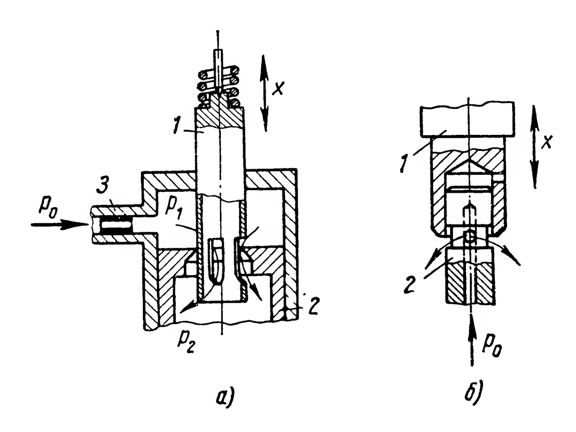
Фиг. V.10. Частотные характеристики электронно-гидравлического регулятора, изображенного на фиг. V.9:

сплошная кривая — амплитудная; штриховая — фазовая.

Возвращаясь к вопросу о двухкаскадных гидроусилителях для указанных регуляторов, следует сказать, что такие усилители требуют очень небольшого управляющего усилия и в то же время обеспечивают достаточно широкую полосу частот при значительной выходной мощности. В качестве первичного каскада такого гидроусилителя целесообразно использовать тот или иной дроссельный усилитель (золотник), разгруженный относительно направления управляющего усилия (фиг. V.11).

Ниже приводится ряд схем высококачественных электронно-гидравлических регуляторов.

На фиг. V. 12 изображена схема пропорционального электронно-гидравлического регулятора с двухкаскадным золотниковым усилителем. В этом регуляторе при отклонении регулируемого параметра от заданного значения напряжение небаланса схемы сравнения усиливается предварительно в электронном



Фиг. V.11. Варианты первичных каскадов усиления гидроусилителей, применяемых в электронно-гидравлических регуляторах:

а — гидроусилитель с внутренней втулкой; *б* — гидроусилитель с внешней втулкой; *1* — втулка; *2* — золотник; *3* — дроссель; p_0 — давление питания; *X* — перемещение первичного элемента.

усилителе, а затем поступает в управляющую обмотку электромеханического преобразователя. Подвижная катушка последнего при взаимодействии обтекающего ее тока с постоянным магнитным полем будет перемещать золотник первого каскада гидроусилителя. Золотник второго каскада под действием перепада давления на его торцах будет отслеживать движение первого золотника и одновременно открывать окна для прохода рабочей жидкости под высоким давлением в соответствующие полости сервомотора. Ввиду небольшой инерционности подобного регулятора для его стабилизации достаточно жесткой обратной связи с небольшим коэффициентом неравномерности.

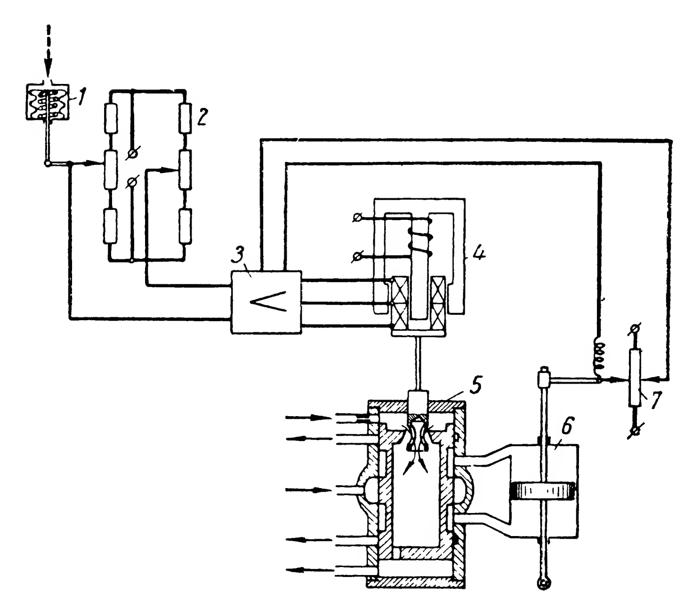
Как показывают исследования, в правильно сконструированном гидроусилителе не возникают сколько-нибудь значительные неуравновешенные силы или силы трения и при малых перемещениях (в пределах линейной части характеристики) уравнение движения регулятора можно записать при достаточно большом коэффициенте избытка мощности сервомотора в виде

$$(a_0 s^6 + a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + a_5 s + a_6)\,\mu = k\varphi, \qquad (V.9)$$

где: $a_0, \ldots, a_6$ и k — постоянные коэффициенты, определяемые параметрами регулятора;

φ — отклонение регулируемой величины;

μ — отклонение поршня сервомотора.



Фиг. V.12. Схема пропорционального электронно-гидравлического регулятора с двухкаскадным золотниковым гидроусилителем мощности:

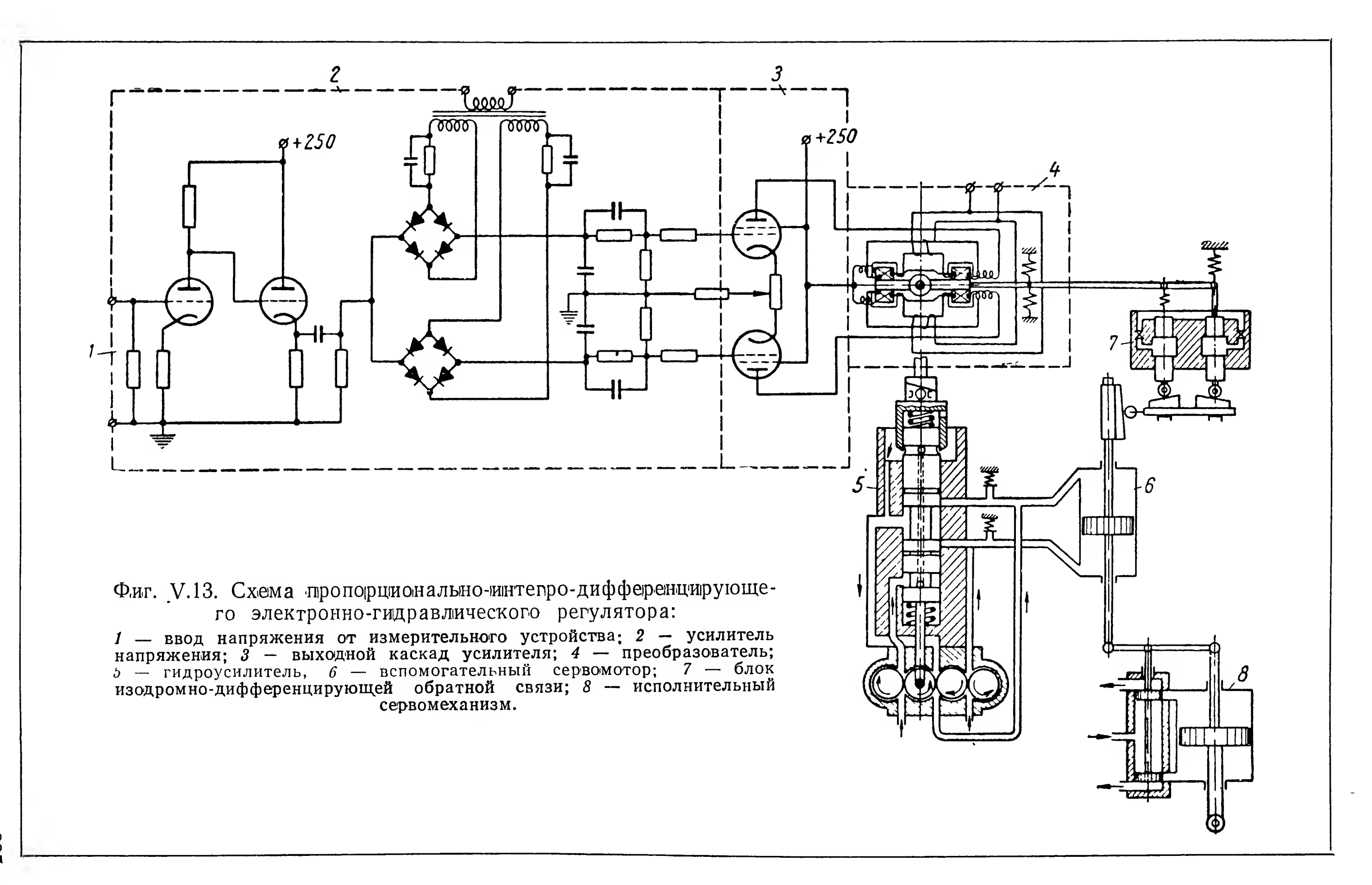
1 — измерительное устройство; *2* — схема сравнения; *3* — усилитель напряжения; *4* — преобразователь; *5* — гидроусилитель; *6* — сервомотор; *7* — потенциометр обратной связи.

В большинстве конструкций $T_1 \leqslant 0{,}1$ *сек* и $T_2 \approx 0{,}01$ *сек*, поэтому для полосы частот $\omega \leqslant \frac{1}{T_1} \ll \frac{1}{T_2}$ передаточную функцию регулятора можно в расчетах принимать в виде

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_c s + 1)}, \qquad (V.10)$$

где T_1 и T_c — постоянные времени измерительной системы и сервомотора.

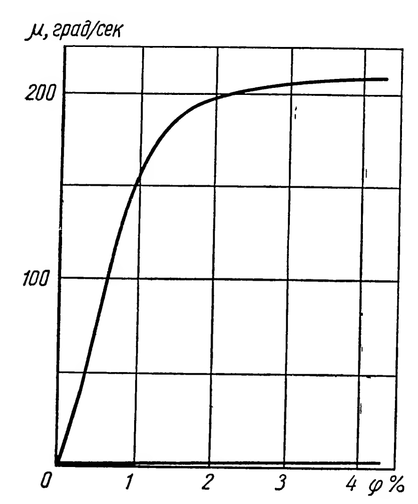
Выходные каскады гидроусилителей, приведенных на фиг. V. 11, позволяют в рассматриваемых регуляторах добиться достаточно высоких показателей по точности при высоком быстродействии. На фиг. V. 13 изображена схема электронно-гидравлического пропорционально-интегро-дифференцирующего регулятора с таким гидроусилителем [2]. В регуляторе применен электронный усилитель переменного тока в сочетании с поворот-



Фиг. V.13. Схема пропорционально-интепро-дифференцирующего электронно-гидравлического регулятора:

1 — ввод напряжения от измерительного устройства; *2* — усилитель напряжения; *3* — выходной каскад усилителя; *4* — преобразователь; *5* — гидроусилитель, *6* — вспомогательный сервомотор; *7* — блок изодромно-дифференцирующей обратной связи; *8* — исполнительный сервомеханизм.

ным электродинамическим преобразователем и высокоточным двухкаскадным гидроусилителем. На выходе регулятор допускает использование наиболее мощных гидравлических сервомоторов с промежуточными золотниковыми статическими гидроусилителями, способными работать на давлениях до 220 $кГ/см^2$.



Фиг. V.14. Статическая характеристика пропорционально-интегро-дифференцирующего электронно-гидравлического регулятора:
φ — отклонение регулируемого параметра; μ — отклонение сервомотора.

В регуляторе предусмотрено эффективное корректирующее устройство, состоящее из гидравлической изодромной обратной связи и демпфирующего элемента, создающих в совокупности на требуемой полосе частот эффект, приближающийся к введению в цепь регулирования первой и второй производных. Кроме элементов, указанных в схеме, регулятор может иметь жесткую обратную связь, а также дополнительные фильтры и вспомогательные корректирующие цепи. Статическая характеристика регулятора приведена на фиг. V.14. В диапазоне частот $\omega \leqslant \frac{1}{T_{гу}}$ (постоянная времени гидроусилителя $\approx 0{,}01$—0,7 *сек*) передаточная функция регулятора при достаточно большом коэффициенте усиления $k_{гу}$ и небольших отклонениях регулируемого параметра может быть записана в виде

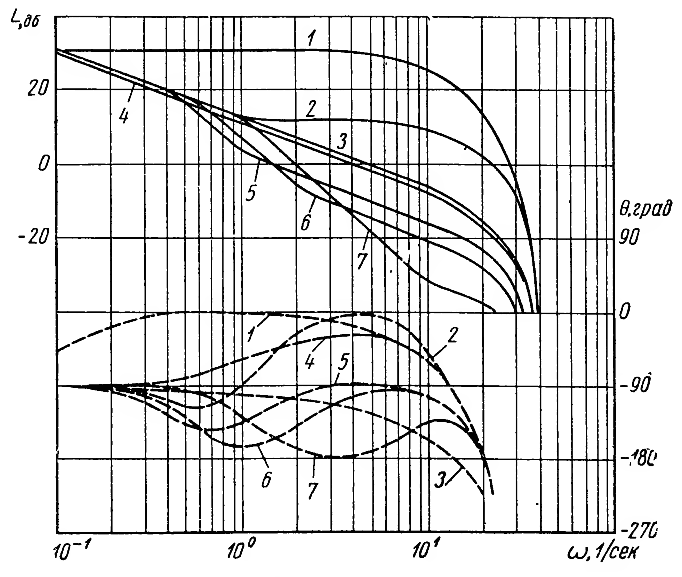
$$W(s) = \frac{k(\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \qquad (V.11)$$

где T_1 — постоянная времени измерительной системы;
τ и T_2 — постоянные времени корректирующего устройства и гидравлического сервомеханизма;
k — коэффициент усиления.

Экспериментальные частотные характеристики регулятора для различных значений его настроек приведены на фиг. V. 15.

На фиг. V. 16 приведена компоновка такого регулятора с дополнительным каскадом гидроусиления и поршневым сервомотором большой мощности. На фиг. V. 17 изображена полная схема регулятора давления этого типа. Изменение регулируемого параметра (давления), происходящее в объекте регулирования, воспринимается чувствительным элементом измерительной системы с индуктивным датчиком на выходе, который преобра-

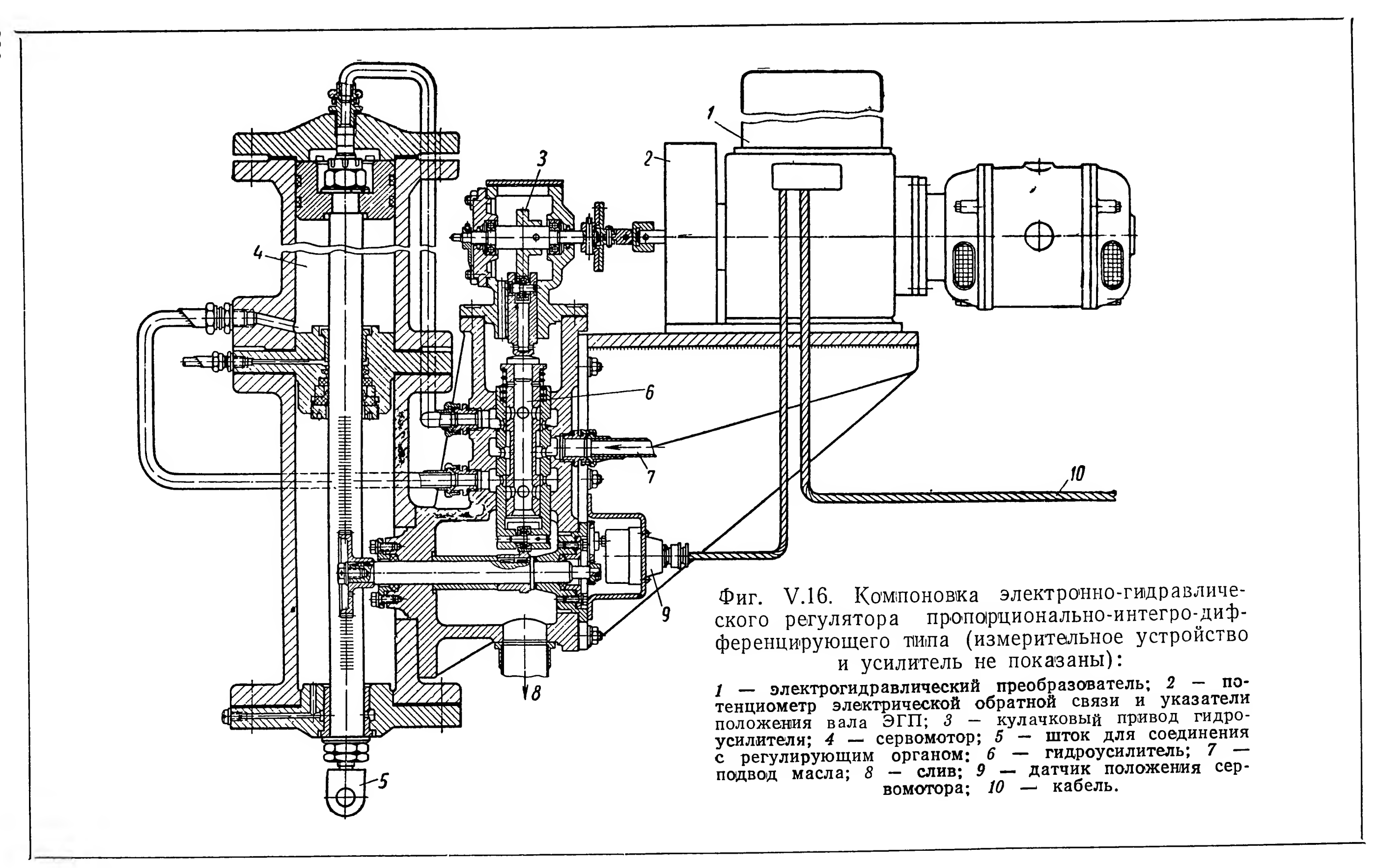
зует это изменение в сигнал переменного напряжения. Это напряжение подается через схему сравнения и дифференциатор на вход полупроводникового усилителя, к выходу которого подключена управляющая обмотка подвижной катушки электромеханического преобразователя. Вторая обмотка (подмагничивания) преобразователя питается постоянным напряжением. Подвижная катушка перемещает втулку гидроусилителя, которая дрос-



Фиг. V.15. Частотные характеристики пропорционально-интегро-дифференцирующего электронно-гидравлического регулятора:

сплошные кривые — амплитудные; штриховые — фазовые; кривые *1* и *2* относятся к значениям T_u, равным 10 и 1 *сек*, кривые *3* к $T_u = 0$, кривые *4* к T_u и T_c, равным 10 *сек*, кривые *5*, *6* и *7* к соответственно меньшим значениям T_u.

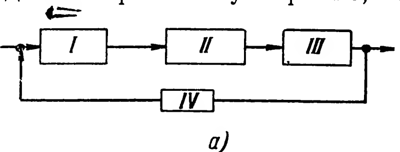
селирует поток масла, проходящего по внутреннему каналу золотника. Благодаря этому на нижнем поршеньке золотника создается перепад давлений, приводящий к перемещению его вслед за втулкой. При перемещении золотника открываются соответствующие окна, служащие для подвода масла под давлением в сервомотор, который соединен с вспомогательным регулятором давления управляющего масла и одновременно с изодромной обратной связью. Стабилизация данного регулятора осуществляется на низких частотах в основном изодромной обратной связью, а на более высоких — с помощью дифференциатора, включенного перед усилителем. В параллельную цепь обратной связи для введения сигнала по второй производной включено гидравлическое демпфирующее устройство. Вспомогательный регулятор давления управляющего масла имеет золотниковый

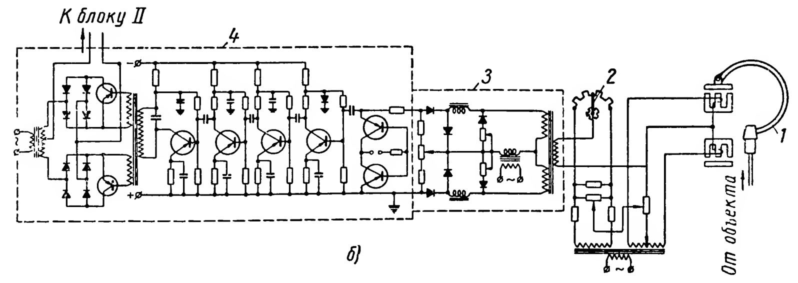


Фиг. V.16. Компоновка электронно-гидравлического регулятора пропорционально-интегро-дифференцирующего типа (измерительное устройство и усилитель не показаны):

1 — электрогидравлический преобразователь; *2* — потенциометр электрической обратной связи и указатели положения вала ЭГП; *3* — кулачковый привод гидроусилителя; *4* — сервомотор; *5* — шток для соединения с регулирующим органом; *6* — гидроусилитель; *7* — подвод масла; *8* — слив; *9* — датчик положения сервомотора; *10* — кабель.

распределитель, жестко связанный с выходным валом регулятора. Изменением положения золотника задается соответствующее изменение давлению масла жидкости в соединительном маслопроводе, которое поддерживается далее с помощью нагруженного пружиной поршня, жестко соединенного с отсечной втулкой золотника. Крутизна характеристики (коэффициент усиления) регулятора давления масла зависит от жесткости пружины. Давление масла передается приемному поршню, смонтированному





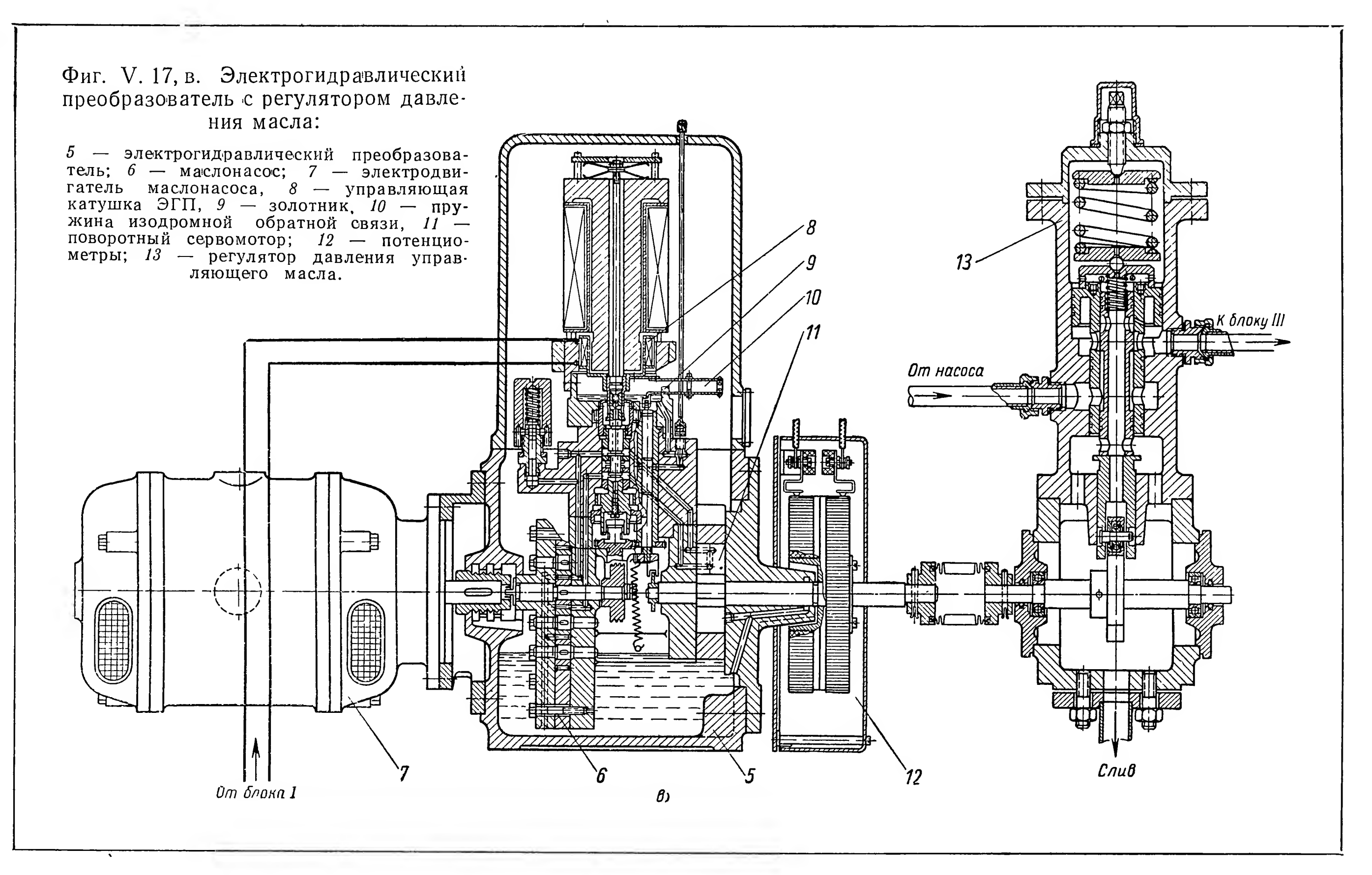
Фиг. V.17. Полная схема электронно-гидравлического регулятора давления пропорционально-интегро-дифференцирующего типа:

а — блок-схема: *I*, *II*, *III* — элементы регулятора; *IV* — объект регулирования; *б* — схема измерительного устройства с усилителем; *в* — электрогидравлический преобразователь с регулятором давления масла; *г* — сервомеханизм с регулирующим органом; *1* — измерительное устройство с индуктивным датчиком; *2* — задатчик; *3* — дифференциатор; *4* — усилитель; *5* — электрогидравлический преобразователь; *6* — маслонасос; *7* — электродвигатель маслонасоса; *8* — управляющая катушка ЭГП; *9* — золотник; *10* — пружина изодромной обратной связи; *11* — поворотный серво-мотор; *12* — потенциометры; *13* — регулятор давления управляющего масла; *14* — гидроусилитель; *15* — датчик положения сервомотора; *16* — шток сервомотора; *17* — регулирующий орган.

совместно с золотником гидроусилителя. Отсечная втулка гидроусилителя, конструктивно связанная со штоком рабочего сервомотора, осуществляет жесткую обратную связь по положению сервомотора. Пренебрегая малыми постоянными времени электрогидравлического преобразователя (в состав которого входят электромеханический преобразователь и первичный гидроусилитель), для рабочей полосы частот передаточную функцию регулятора, с длинным соединительным трубопроводом, можно записать в виде

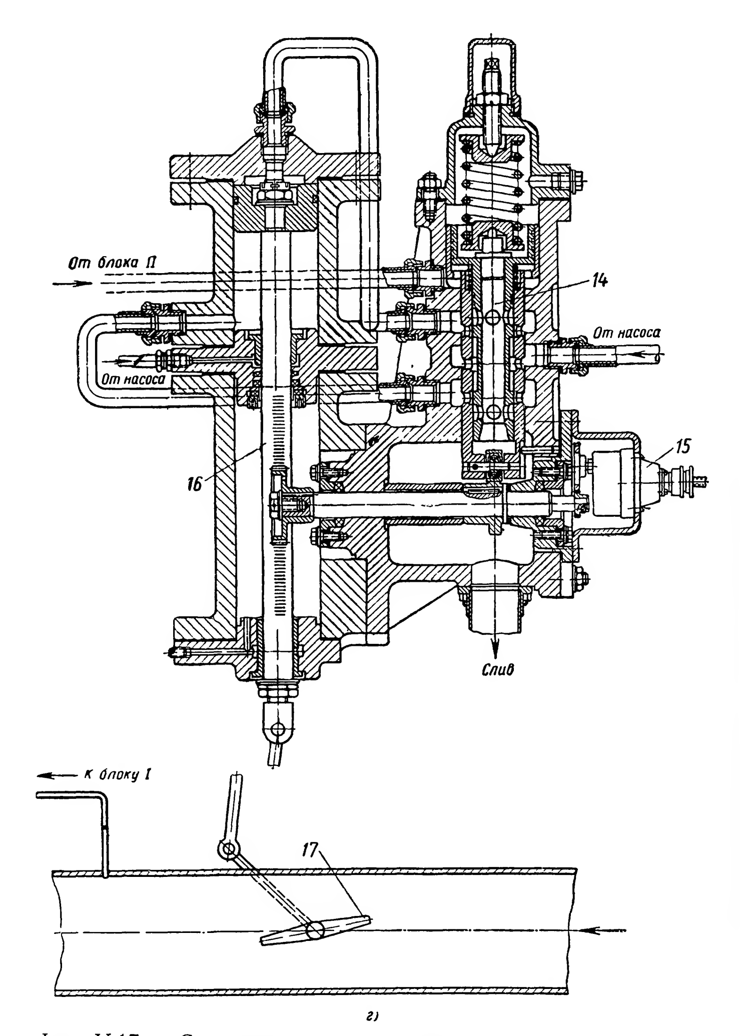
$$W(s) = \frac{k(T_4 s + 1)\, e^{-a\omega} \cdot e^{-jb\omega} \cdot e^{-j\omega}}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_c s + 1)}, \qquad (V.12)$$

где T_1, T_2, T_c — соответствующие постоянные времени измерительного устройства, электрогидравлического преобразователя и сервомотора;

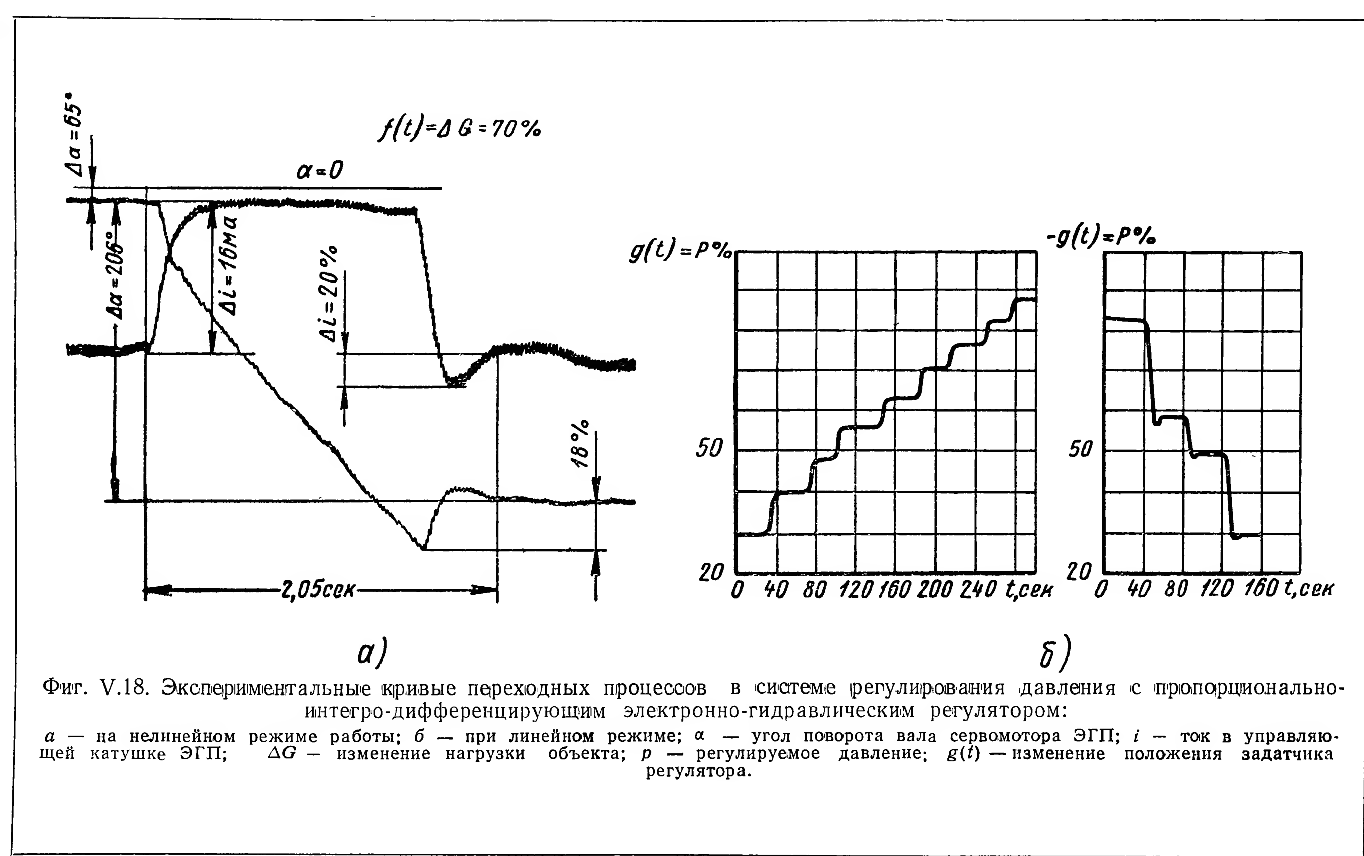


Фиг. V. 17, в. Электрогидравлический преобразователь с регулятором давления масла:

5 — электрогидравлический преобразователь; *6* — маслонасос; *7* — электродвигатель маслонасоса, *8* — управляющая катушка ЭГП, *9* — золотник, *10* — пружина изодромной обратной связи, *11* — поворотный сервомотор; *12* — потенциометры; *13* — регулятор давления управляющего масла.

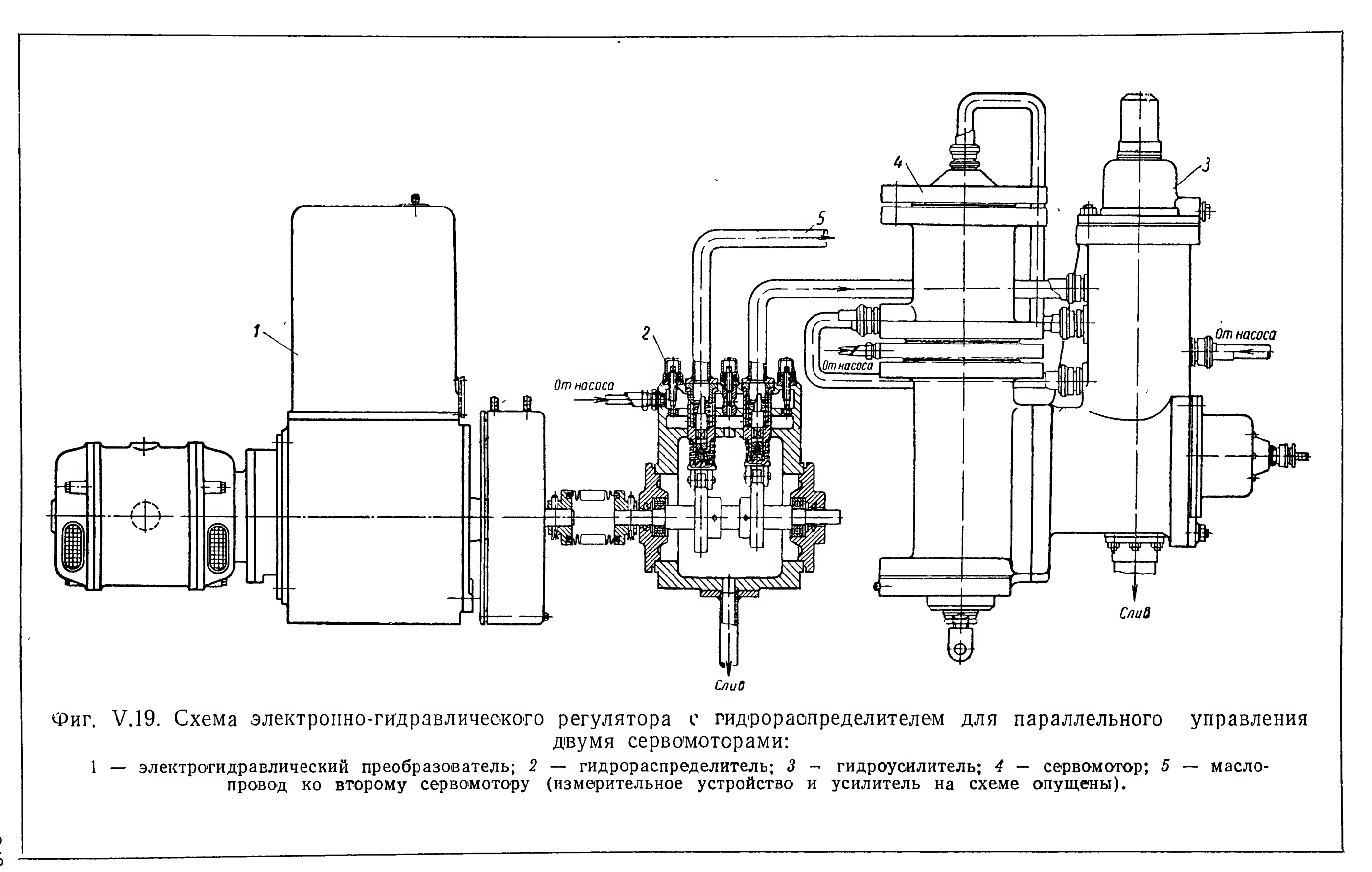


Фиг. V.17, г. Сервомеханизм с регулирующим органом:
14 — гидроусилитель, *15* — датчик положения сервомотора, *16* — шток сервомотора, *17* — регулирующий орган



Фиг. V.18. Экспериментальные кривые переходных процессов в системе регулирования давления с пропорционально-интегро-дифференцирующим электронно-гидравлическим регулятором:

а — на нелинейном режиме работы; *б* — при линейном режиме; α — угол поворота вала сервомотора ЭГП; i — ток в управляющей катушке ЭГП; ΔG — изменение нагрузки объекта; p — регулируемое давление; $g(t)$ — изменение положения задатчика регулятора.



Фиг. V.19. Схема электронно-гидравлического регулятора с гидрораспределителем для параллельного управления двумя сервомоторами:

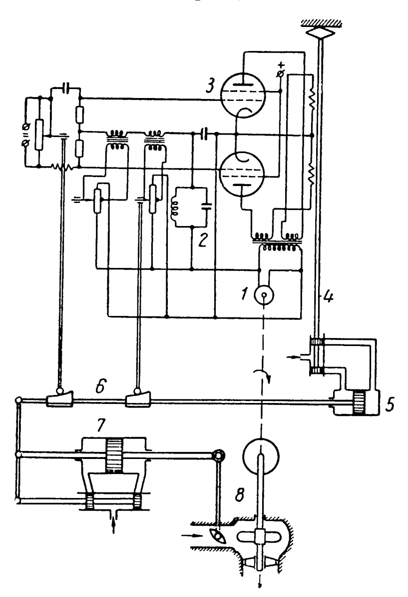
1 — электрогидравлический преобразователь; *2* — гидрораспределитель; *3* — гидроусилитель; *4* — сервомотор; *5* — маслопровод ко второму сервомотору (измерительное устройство и усилитель на схеме опущены).

T_u — постоянная времени изодромной обратной связи;

a и b — постоянные трубопровода (см. гл. II).

На фиг. V. 18 показаны экспериментальные кривые переходных процессов регулирования для линейного и нелинейного режимов работы регулятора.

На фиг. V.19 приведена схема применения электронно-гидравлического регулятора описываемого типа (измерительное устройство и электронный усилитель опущены) для управления параллельно включенными сервомоторами. Для этой цели в схему регулятора включен золотниковый гидрораспределитель, каждый золотник которого обслуживает свой сервомотор. При повороте вала регулятора золотники распределителя перемещаются с помощью кулачков таким образом, что управляющее давление на их выходе изменяется пропорционально углу поворота этого вала. Каждый сервомотор имеет свой приемник давления (см. фиг. V.17, *г*), совмещенный с гидроусилителем. Таким образом, при повороте вала регулятора изменяется давление управляющего масла, подаваемого к каждому рабочему сервомотору в отдельности. Закон изменения давления (крутизна характеристики) зависит от характеристки пружины приемника давления гидроусилителя, которая может быть выполнена, в частности, и нелинейной. Передаточная функция регулятора практически не отличается от приведенного выше выражения (V. 12). Близким по схеме к только что описанным электронно-гидравлическим регуляторам является показанный на фиг. V. 20 регулятор ASEA (Швеция) [3].



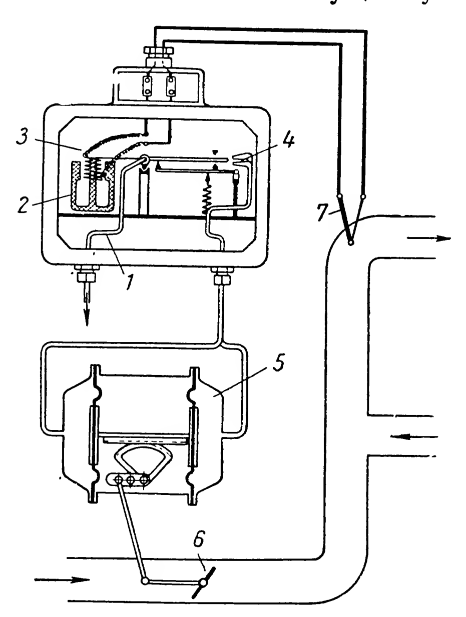
Фиг. V.20. Схема электронно-гидравлического регулятора ASEA:

1 — тахогенератор; *2* — контур задатчика; *3* — усилитель; *4* — электромеханический преобразователь с золотником; *5* — промежуточный сервомотор; *6* — штанга с лекалами; *7* — рабочий сервомотор; *8* — гидротурбогенератор.

2. ЭЛЕКТРОННО-ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Электронно-пневматические регуляторы, как и электронно-гидравлические, являются комбинированными системами, в которых объединены электронные элементы с пневматическими,

применяемыми в качестве усилителей мощности и исполнительных механизмов. Электронные элементы служат в основном для преобразования сигналов и формирования закона управления. Эти регуляторы отличаются высокой точностью, быстродействием и высокими динамическими качествами. Они несколько уступают электронно-гидравлическим регуляторам только в мощности исполнительных элементов. Кроме того, эти системы требуют более сложных и дорогих источников питания. Существует большое разнообразие конструкций электронно-пневматических регуляторов, представляющих собой различные сочетания рассмотренных выше основных элементов: усилителей, преобразователей, корректирующих устройств и других вспомогательных элементов. Во многих случаях эти элементы являются общими как для электронно - гидравлических, так и для электронно-пневматических систем. Эти регуляторы легко комплектуются из типовых элементов для осуществления основных законов регулирования: интегрирующего, пропорционального, пропорционально-интегрирующего и пропорционально - интегро - дифференцирующего. На фиг. V.21 показана схема интегрирующего электронно-пневматического регулятора температуры с известным пневматическим струйным усилителем мощности фирмы Аскания. При отклонении температуры объекта от заданной величины, измеряемой с помощью, например, пирометра, в управляющую катушку электромеханического преобразователя с выхода электронного усилителя поступает пропорциональный этому отклонению ток. Этот ток, взаимодействуя с полем постоянного магнита, вызывает соответствующее отклонение струйной трубки из ее среднего положения. Возникающий при этом перепад давлений на поршне сервомотора приводит его в движение со скоростью, пропорциональной углу отклонения струйной трубки.



Фиг. V.21. Схема интегрирующего электронно-пневматического регулятора температуры:

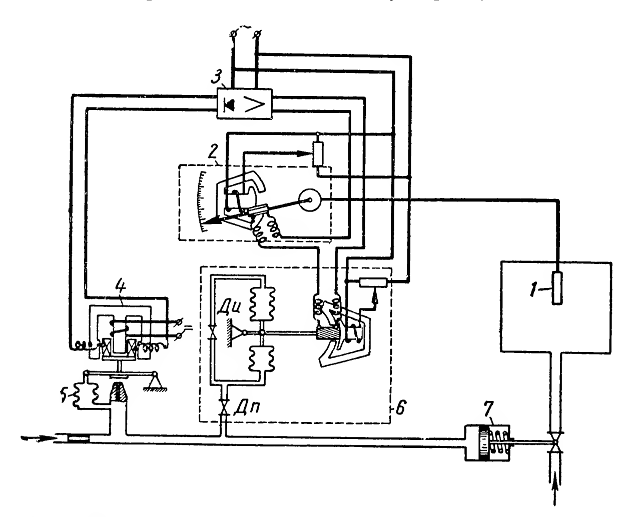
1 — струйная трубка; *2* — преобразователь; *3* — управляющая катушка; *4* — приемные сопла; *5* — сервомотор; *6* — регулирующий орган; *7* — термопара.

Передаточная функция этого регулятора имеет вид

$$W(s) = \frac{k}{s(T_1 s + 1)(T_2^2 s^2 + 2\zeta T_2 s + 1)}, \qquad (V.13)$$

где T_1 — постоянная времени измерительной системы регулятора; T_2 — постоянная времени струйного усилителя с электромеханическим преобразователем.

По виду передаточной функции можно сказать, что данный регулятор имеет ограниченную полосу пропускания $< 1/T_2$.



Фиг. V.22. Схема электронно-пневматического регулятора АЕГ:

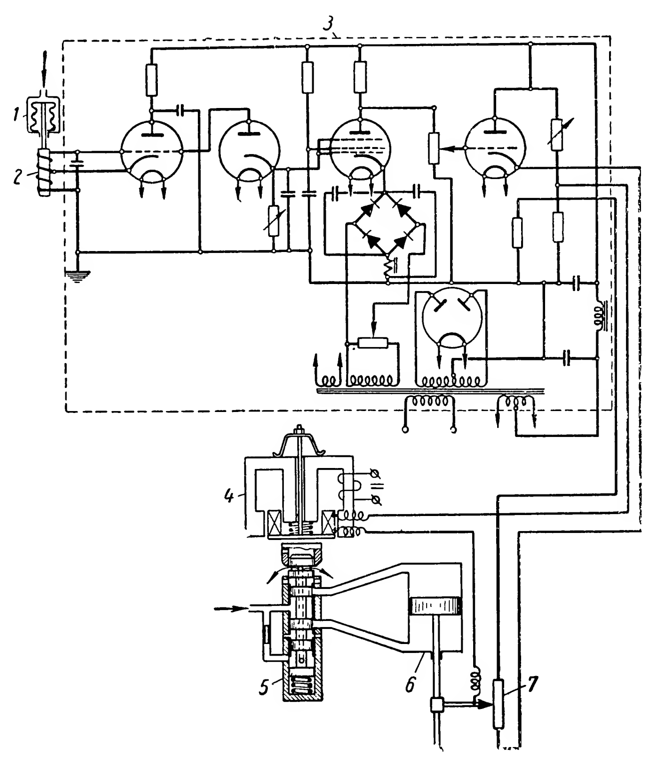
1 — термобаллон; 2 — преобразователь; 3 — усилитель; 4 — электромеханический преобразователь; 5 — сильфон обратной связи; 6 — изодромная обратная связь с дополнительным преобразователем и дросселями изодрома (*ДИ*) и предварения (*ДП*); 7 — сервомотор.

На фиг. V. 22 приведена схема другого электронно-пневматического регулятора температуры АЕГ, который имеет пневматический блок предварения и пневматическую изодромную обратную связь. Электрический управляющий сигнал образуется суммированием э. д. с., возбуждаемых в катушках, одна из которых жестко связана с измерительной системой, а вторая — с рычагом обратной связи регулятора. Электромеханический преобразователь конструктивно соединен с заслонкой пневматического усилителя, имеющего жесткую обратную связь. По своим динамическим свойствам этот регулятор близок к рассмотренным ранее пневматическим регуляторам типа ПИД.

Лучшими показателями среди электронно-пневматических регуляторов обладают регуляторы с золотниковыми пневматическими усилителями мощности. Их схемы, особенно в части, от-

носящейся к пневматическим усилителям, мало отличаются от схем пневматических регуляторов, приведенных в гл. III.

Для достижения наилучших динамических показателей при значительной выходной мощности и высокой точности в электронно-пневматических регуляторах следует применять рацио-



Фиг. V.23. Схема пропорционального электронно-пневматического регулятора с двухкаскадным усилетелем мощности:

1 — измерительное устройство; 2 — индуктивный датчик; 3 — усилитель; 4 — преобразователь; 5 — пневмоусилитель золотникового типа; 6 — сервомотор; 7 — потенциометр обратной связи.

нально сконструированные двухкаскадные золотниковые пневматические усилители.

На фиг. V.23 приведена возможная схема пропорционального электронно-пневматического регулятора с пневматическим двухкаскадным усилителем мощности. Сигнал, получаемый на выходе датчика при отклонении регулируемой величины, подводится к электронному усилителю переменного тока с обратной связью. При этом по обмотке управляющей катушки электромеханического преобразователя, включенной в цепь катода выходной лампы, будет протекать ток соответствующего знака, определяя на-

правление отклонения катушки. Последнее приведет к перемещению дроссельной втулки и тем самым вызовет изменение положения золотника, управляющего подачей сжатого воздуха в рабочий сервомотор. Шток сервомотора при своем движении будет перемещать движок потенциометра обратной связи, регулирующего силу тока в катушке. Передаточная функция подобного регулятора при достаточном запасе перестановочного усилия сервомотора может быть для полосы частот $\omega \ll \frac{1}{T_{эмп}}$ записана в виде

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_c s + 1)}, \tag{V.14}$$

где T_1 — постоянная времени измерительной системы;
T_c — постоянная времени сервомотора;
$T_{эмп}$ — постоянная времени электромеханического преобразователя.

В случае, когда сервомотор регулятора соединяется с усилителем мощности при помощи длинного пневматического трубопровода, передаточная функция регулятора с учетом выражения (III.45) примет вид

$$W(s) = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_c s + 1)} e^{-\alpha(\omega)} \cdot e^{-j\beta(\omega)} \cdot e^{-j\omega}. \tag{V.15}$$

Многие конструкции электронно-гидравлических регуляторов допускают также работу и на сжатом воздухе (газе). К таким относится, например, регулятор, изображенный на фиг. V.24. В основу этого регулятора положен золотник качающейся конструкции. Как видно из схемы, регулятор состоит из измерительного устройства, выходной электрический сигнал которого, после усиления в электронном усилителе, подводится к управляющей катушке электромеханического преобразователя. Якорь последнего соединен с качающимся золотником усилителя мощности. Для устранения автоколебаний применяется демпфер. Частотные характеристики сервомеханизма (без измерительной системы) приведены на фиг. V.25. Постоянная времени сервомеханизма может быть определена из выражения

$$T_{см} = \frac{k_2 k_3 (k_4 - k_5) + kF^2}{[k_2 (k - k_3) + k_1 F]\, k_3}, \tag{V.16}$$

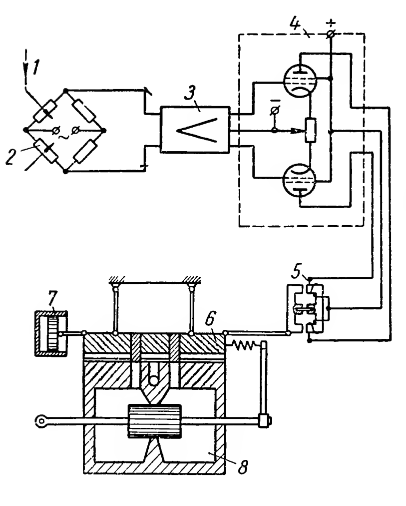
где k_1 — угловой коэффициент расходной характеристики золотника;
k_2, k_3 — коэффициенты жесткости пружин подвески и обратной связи;
k_4 — коэффициент демпфера;
k_5 — коэффициент силы реакции неустановившегося потока через золотник;

F — площадь поршня сервомотора;

$$k = k_2 + k_3 + k_4 + k_6 - Q;$$

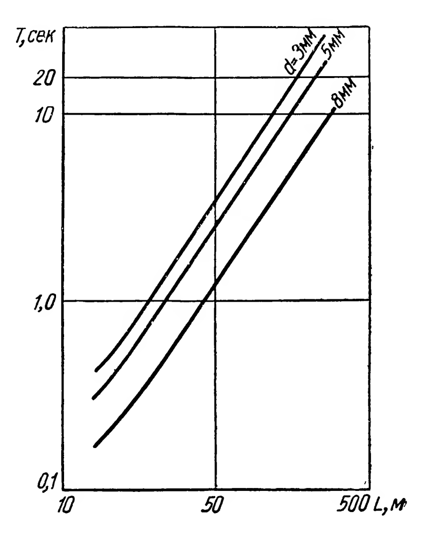
Q — сила радиального давления на золотник;

k_6 — коэффициент силы реакции установившегося потока (если он есть).



Фиг. V.24. Схема электронно-пневматического регулятора с качающимся золотником:

1 — ввод от измерительного устройства; 2 — задатчик; 3 — усилитель напряжения, 4 — выходной каскад усилителя; 5 — преобразователь; 6 — качающийся золотник; 7 — демпфер; 8 — сервомотор.



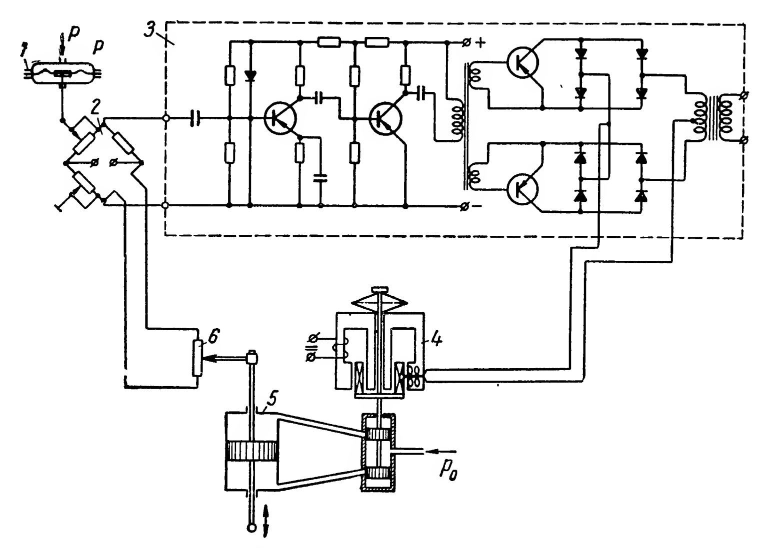
Фиг. V.25. Частотные характеристики сермомеханизма регулятора, изображенного на фиг. V.24: сплошная кривая — амплитудная; штриховая — фазовая.

Фиг. V.26. Зависимость запаздывания, вносимого трубопроводом в характеристику регулятора, от длины и диаметра трубопровода.

Нормальное рабочее давление составляет 120—140 *кГ/см*². В случае наличия соединительных трубопроводов между золотником и сервомотором дополнительное запаздывание, вносимое в регулятор, может быть определено из графика, приведенного на фиг. V.26.

В сложных комбинированных электронно-гидравлических и электронно-пневматических регуляторах особое значение приобретает уменьшение веса и размеров их элементов. Решению этой задачи в значительной мере способствует применение в ре-

гуляторах полупроводниковых усилителей. Возможная схема электронно-пневматического регулятора с полупроводниковым усилителем приведена на фиг. V.27. Усилитель, использованный в схеме, имеет двухполупериодный выходной каскад с питанием



Фиг. V.27. Схема электронно-пневматического регулятора пропорционального типа с полупроводниковым усилителем:

1 — измерительное устройство; *2* — схема сравнения; *3* — полупроводниковый усилитель; *4* — электромагнитный преобразователь с пневмоусилителем; *5* — сервомотор; *6* — потенциометр обратной связи.

от двухполупериодного выпрямителя. При этом достигается максимальная величина среднего значения тока в катушке при значительном уменьшении пульсаций. Каскад работает таким образом, что при изменении фазы входного сигнала ток в управляющую обмотку проводится поочередно обоими триодами. Коэффициент усиления такого каскада по току достигает 250.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматическое регулирование. Сб. материалов. Изд. иностр. лит., 1954.
2. Автоматическое управление и вычислительная техника. Вып. I, Машгиз, 1958.
3. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. II, ч. I и II, Машгиз, 1959.

ГЛАВА VI

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

К приборным следящим системам непрерывного действия на постоянном токе можно отнести системы с усилительными устройствами и исполнительными электродвигателями, развивающими номинальную мощность, не превышающую 100 *вт*. Системы на постоянном токе с мощностью исполнительного электродвигателя более 100 *вт* будем условно считать силовыми следящими системами (см. гл. VIII).

Методика проектирования силовых и приборных следящих систем различна. Так, например, в приборных следящих системах силы сухого трения весьма часто являются нагрузкой на исполнительный электродвигатель и определяют статическую точность работы системы. Силы сухого трения вызывают неплавность движения выходной оси, а иногда являются источником высокочастотных колебаний. В силовых же следящих системах основной нагрузкой является внешний нагрузочный момент от исполнительного механизма, а влияние сухого трения на систему невелико.

Существенное влияние на работу силовых следящих систем оказывает жесткость механической передачи. При малой жесткости механической передачи и некоторых значениях приведенного момента инерции в системе возникают незатухающие колебания. В приборных же следящих системах параметры механической передачи определяются не из условий прочности, а из конструктивных соображений. Как правило, при таком выборе параметров жесткость передачи оказывается достаточно большой и ее влиянием на работу следящей системы можно пренебречь.

Применение электродвигателей постоянного тока малой мощности в значительной степени упрощает корректирующие и усилительные устройства следящей системы, обеспечивая большие пусковые и реверсирующие моменты на выходном валу, что, в свою очередь, позволяет повысить быстродействие

и точность работы системы. Поэтому электрические приборные следящие системы нашли весьма широкое применение в различных областях техники. В системах дистанционного управления производственными процессами, системах дистанционных измерений, электромеханических вычислительных устройствах, радиолокационных блоках дальномеров, автопилотах, различного вида имитаторах и тренажерах и т. д., как правило, применяются электрические приборные следящие системы непрерывного действия на постоянном токе.

В настоящее время в промышленности и в военной технике нашли широкое применение многочисленные схемы приборных следящих систем. В качестве исполнительных устройств в них применяются электродвигатели с независимым и последовательным возбуждением. Управление первым типом электродвигателя может вестись как через якорь, так и со стороны обмотки возбуждения. В качестве усилительных устройств в этих системах применяются электронные и транзисторные усилители, магнитные усилители, генераторы постоянного тока, электромашинные усилители и их различные сочетания (см. т. II, гл. VII, VIII).

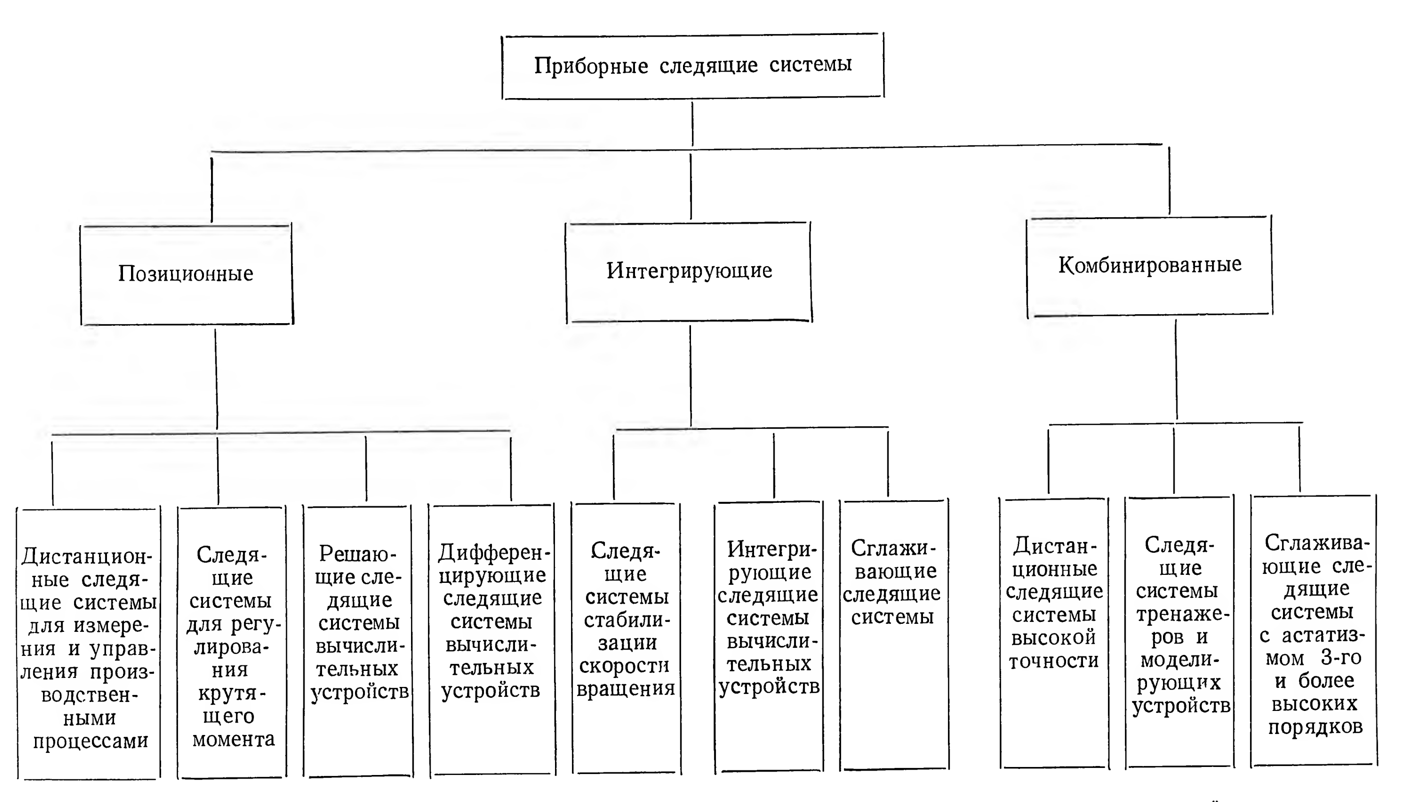
Измерительные устройства применяются в виде потенциометров, сельсинов, магнесинов, поворотных индукционных датчиков, конденсаторов, вращающихся трансформаторов, тахогенераторов и т. п. (см. т. II, гл. IV).

Корректирующие устройства применяются трех типов: последовательного, параллельного и последовательно-параллельного действий (см. т. II, гл. XVI).

1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПРИБОРНЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Приборные следящие системы можно классифицировать по типу применяемых элементов. Например, приборная следящая система с сельсинами и электронным усилителем мощности, управляемым по току якоря двигателя, или приборная потенциометрическая следящая система с транзисторным усилителем и электродвигателем, управляемым по току возбуждения. Однако такая классификация достаточно громоздка и, самое главное, не отражает основных факторов — принципа действия и назначения приборной следящей системы.

Более наглядна классификация приборных систем по принципу их действия и назначению. Положив в основу классификации эти два фактора, можно все многообразие систем свести к нескольким типам. Схема классификации приборных следящих систем, включающая основные их типы, но не претендующая на полноту, приведена на фиг. VI.1. Согласно этой схеме приборные следящие системы подразделяются на три основных класса: позиционные, интегрирующие (скоростные) и комбинированные.



Фиг. VI.1. Схема классификации приборных следящих систем постоянного тока непрерывного действия.

Под позиционной следящей системой будем понимать систему, в которой входной сигнал управляет перемещением выходного вала или эквивалентной этому перемещению величиной.

В интегрирующих (скоростных) приборных следящих системах входной сигнал или сигнал ошибки управляет скоростью вращения вала электродвигателя. Комбинированные следящие системы, как это следует из их названия, представляют собой либо сочетание двух видов систем замкнутого и разомкнутого циклов (см. т. I, гл. XVI), либо сочетание позиционной и интегрирующей систем, работающих на один выходной вал.

Каждый класс систем имеет вполне определенные принципы действия, структуру и динамические характеристики.

Позиционные приборные системы имеют малые ошибки следования при постоянных скоростях вращения входного вала и, как правило, относительно невысокое быстродействие. Тогда как интегрирующие приборные следящие системы обладают высоким быстродействием.

Объединяя позиционную и интегрирующую системы в одну, так называемую комбинированную систему, можно получить высокие быстродействие и точность следования, сохранив принцип позиционности. Комбинированные системы, построенные по принципу сочетания замкнутой и разомкнутой систем, также обладают высоким быстродействием. Если в такой комбинированной системе удастся обеспечить постоянство статических и динамических характеристик ее элементов, то практически в ней можно получить третий или более высокий порядок астатизма.

На фиг. V.2,*а* показана упрощенная блок-схема позиционной системы. Входной и выходной сигналы системы представляют собой углы поворотов соответствующих валов. По этой схеме построены дистанционные следящие системы.

Другой вид блок-схемы позиционной следящей системы, где входным сигналом является напряжение u_1, а выходным — угол поворота вала θ_2, показан на фиг. VI.2,*б*. Такая схема присуща решающим следящим системам вычислительных устройств.

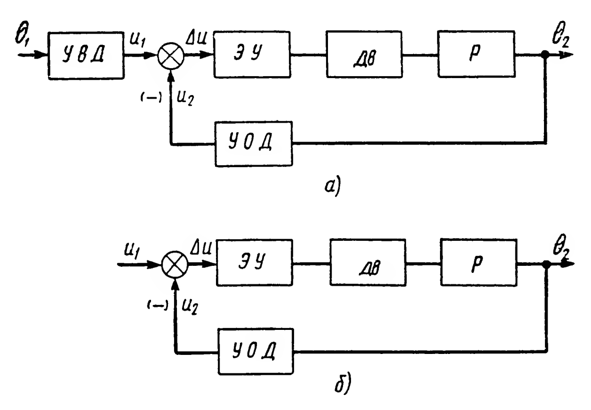
Уже из этого беглого рассмотрения позиционных систем видно, что данный класс систем можно подразделить на несколько подклассов, отличающихся друг от друга блок-схемами, назначением и условиями применения.

В дистанционных следящих системах, предназначенных для измерений и управления производственными процессами, на выбор элементов схем и их характеристик определенное значение оказывают моменты инерции и сопротивления нагрузки. В решающих следящих системах влиянием этих факторов практически можно полностью пренебречь, так как основная нагрузка в них складывается из моментов инерции и сопротивления электродвигателя привода и редуктора.

Исходя из этих соображений все позиционные следящие системы можно разделить следующим образом: системы для ди-

станционных измерений и управления производственными процессами, системы для регулирования крутящего момента и системы для решающих и дифференцирующих вычислительных устройств.

Следящая система для регулирования момента имеет блок-схему, аналогичную показанной на фиг. VI.2, *а*, но в ней вместо θ_1 на вход поступает заданое значение момента M_1, а на выходе



Фиг. VI.2. Упрощенные блок-схемы позиционных следящих систем:

а — следящая система для дистанционного измерения и управления; *б* — решающая следящая система вычислительных устройств; *УВД* — устройство ввода данных; *ЭУ* — электронный усилитель; *ДВ* — электродвигатель постоянного тока; *Р* — редуктор, *УОД* — устройство отработки данных; θ_1 — угол поворота входного вала; θ_2 — угол поворота выходного вала.

получается момент электродвигателя M_2. Такая система применяется в гиростабилизаторах, в приборах для автоматического замера вращающего момента испытываемого двигателя и др.

Дифференцирующие следящие системы представляют собой некоторую разновидность решающих следящих систем. Структурная схема дифференцирующих следящих систем построена по типу блок-схемы, показанной на фиг. VI.2,*б*, но только на ее выходе устанавливается тахогенератор, с которого и снимается производная сигнала $\left(\frac{du_1}{dt}\right)$. Подробное рассмотрение решающих и дифференцирующих следящих систем будет приведено в т. IV.

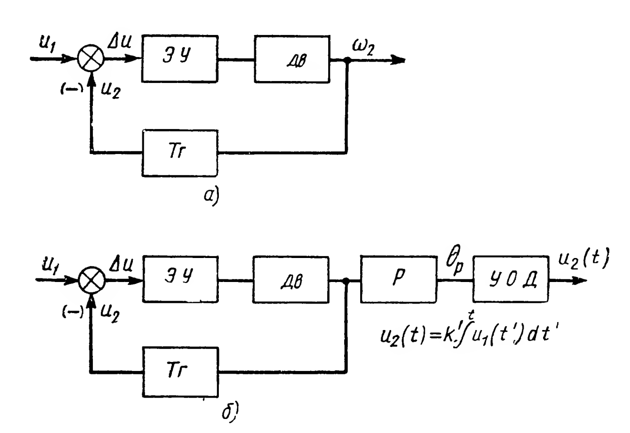
Интегрирующие следящие системы можно разделить по роду применения на три подкласса: на системы стабилизации скорости вращения, собственно интегрирующие следящие системы и сглаживающие следящие системы[1].

---

[1] Интегрирующие и сглаживающие следящие системы вычислительных устройств рассмотрены в т. IV.

На фиг. VI.3,*а* показана упрощенная блок-схема следящей системы для стабилизации скорости вращения, а на фиг. VI.3, *б* — блок-схема интегрирующей следящей системы.

Как видно из фиг. VI.3,*а* и *б* основная структура этих систем одна и та же. Только в первой системе управляющее напряжение является постоянным для данного режима работы, а во второй системе оно представляет собой некоторую функцию во



Фиг. VI.3. Упрощенные блок-схемы интегрирующих (скоростных) следящих систем:

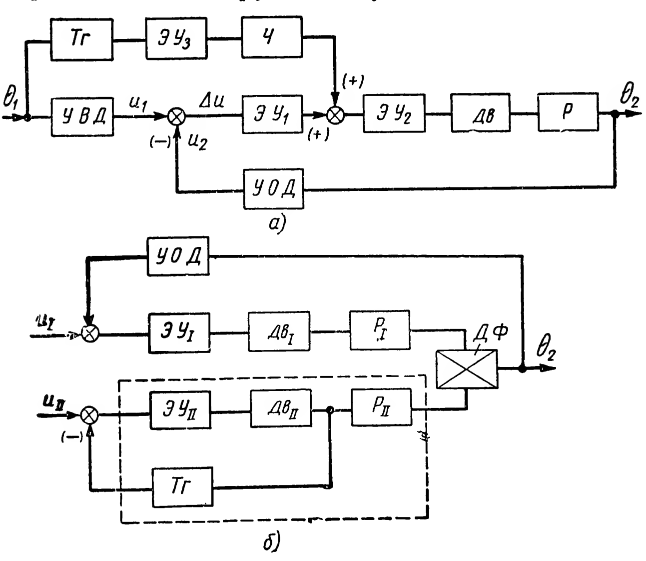
а — следящая система стабилизации скорости вращения; *б* — интегрирующая следящая система: *ЭУ* — электронный усилитель; *ДВ* — электродвигатель постоянного тока; *Тг* — тахогенератор постоянного тока; *Р* — редуктор; *УОД* — устройство отработки данных; u_1 — входное напряжение; ω_2 — угловая скорость вращения выходного вала.

времени. При этом напряжение, снимаемое с выходного устройства, должно быть пропорционально интегралу от входного напряжения. Выходное напряжение снимается с устройств отработки данных (потенциометр или линейный вращающийся трансформатор).

Сглаживающие следящие системы обычно применяются в тех случаях, когда полезный сигнал нужно отделить от помех, попадающих в систему управления. Здесь наилучшие результаты получаются при высоком порядке астатизма, который может быть получен в комбинированных следящих системах.

На фиг. VI.4,*а* и *б* показаны упрощенные блок-схемы комбинированных систем. Схема на фиг. VI.4,*а* изображает комбинированную следящую систему, построенную путем сочетания систем замкнутого и разомкнутого циклов. Система разомкнутого цикла образована последовательным соединением следующих элементов: тахогенератора *Тг*, дополнительного электронного усилителя $ЭУ_3$ и четырехполюсника *Ч* постоянного тока фазоопережающего типа. Вторая схема, показанная на фиг. VI.4,*б*, представляет собой объединение позиционной и скоростной си-

стем в одну. Объединяющим элементом системы является механический дифференциал *ДФ*. Элементы скоростной системы на фиг. VI.4,*б* заключены в пунктирный прямоугольник. Такие комбинированные следящие системы нашли широкое применение в тренажерах и моделирующих установках. Как видно из



Фиг. VI.4. Упрощенные блок-схемы комбинированных следящих систем, построенных по принципу объединения.

а — замкнутой и разомкнутой систем; *б* — позиционной и скоростной систем; *УВД* — устройство ввода данных; *ЭУ*₁ — первый каскад усиления электронного усилителя; *ЭУ*₂ — второй и последующие каскады усиления электронного усилителя; *ЭУ*₃ — дополнительный электронный усилитель в «разомкнутой системе»; $ЭУ_{I}$ и $ЭУ_{II}$ — электронные усилители позиционной и скоростной следящих систем; *Дв* — электродвигатель постоянного тока; $Дв_{I}$ и $Дв_{II}$ — электродвигатели постоянного тока позиционной и скоростной следящих систем; *Р* — редуктор, P_{I} и P_{II} — редукторы позиционной и скоростной следящих систем; *УОД* — устройство отработки данных; *Тг* — тахогенератор; *Ч* — четырехполюсник; *ДФ* — механический дифференциал; u_{I} и u_{II} — входные сигналы по положению и по скорости; θ_2 — угол поворота выходного вала.

фиг. VI.4,*б*, на вход позиционной системы поступает напряжение $u_{I}(t)$, имитирующее угловой сигнал исследуемого аппарата, а на вход скоростной системы — напряжение $u_{II}(t)$, имитирующее его угловую скорость.

Комбинированные следящие приборные системы можно разделить на три подкласса: дистанционные системы высокой точности, системы тренажеров и моделирующих устройств, сглаживающие системы с астатизмом третьего и более высоких порядков.

Выбор элементов следящей системы и ее основных характеристик (статических, кинематических и динамических) произво-

дится на основании технических требований на систему. Как правило, при проектировании системы должны быть заданы следующие основные технические требования:

а) моменты инерции (*кГ·м·сек*^{2}) и нагрузки (*кГ·м*), приведенные к выходному валу следящей системы;

б) полоса пропускания синусоидального входного сигнала (*гц*) и максимальное значение входной амплитуды (*град*); в ряде случаев вместо амплитуды входного сигнала и полосы пропускания следящей системы задаются максимальные значения угловой скорости и углового ускорения на задающем валу (соответственно в *рад/сек* и *рад/сек*^{2});

в) точность работы следящей системы в угловых минутах при обработке наперед заданного типового регулярного входного сигнала; пределы изменения входного сигнала (минимальное и максимальное его значения);

г) время протекания переходного процесса и максимум перерегулирования при отработке наперед заданной величины угла рассогласования. В ряде случаев при проектировании следящей системы отдельные пункты технических требований могут быть не заданы. Тогда конструктору приходится рассматривать несколько различных марок электродвигателей и соответственно несколько схем следящих систем и останавливаться лишь на той схеме, которая наиболее полно отвечает поставленным требованиям при ее наибольшей простоте, надежности действия и малых затратах на изготовление.

Проектирование следящей системы обычно начинается с выбора типа системы (с управлением по положению, интегрирующей или комбинированной), удовлетворяющей основному требованию технических условий. Затем по заданному моменту трения или моменту нагрузки для максимальных значений угловой скорости и углового ускорения на выходном валу выбирается электродвигатель и передаточное число редуктора между валом электродвигателя и валом рабочего механизма. По требованиям статической точности выбираются устройства ввода и вывода данных; устанавливаются количество каналов системы и вид источников питания устройств ввода и отработки данных (постоянный или переменный ток); подбирается передаточное число редуктора к устройствам выдачи данных. Для выбранных электродвигателя, входного и выходного устройств устанавливается схема управления электродвигателем и тип усилительных устройств (электронный, тиратронный, магнитный или электромашинный усилители и т. п.). Располагая паспортными данными о разрешающей способности устройств ввода и выдачи данных, и зная напряжение трогания электродвигателя и статическую ошибку системы, находят коэффициент усиления электронного усилителя, обеспечивающий заданную статическую точность. Далее производится динамический расчет системы: анализируется ее устойчивость, качество протекания переход-

ных процессов, определяется динамическая точность и выбираются корректирующие устройства следящей системы.

Динамические расчеты системы обычно производятся методом логарифмических частотных характеристик. После выбора корректирующих устройств [12] производится поверочный динамический расчет следящей системы с учетом нелинейностей усилительных устройств. По данным поверочного расчета, окончательно устанавливаются значения коэффициентов усиления всех усилительных устройств и только после этого принципиальная схема всей следящей системы получает окончательный вид. При поверочных расчетах, кроме того, определяются: запасы устойчивости следящей системы, надежность ее работы при изменениях напряжения источников питания, характеристики протекания переходных процессов и динамической точности. Окончательная поверка производится на соответствие характеристик техническим условиям. Расчеты ведутся для наиболее неблагоприятных сочетаний допусков на отдельные элементы системы.

В ряде случаев может оказаться целесообразным построение лабораторного макета для получения экспериментальных данных как по отдельным элементам, так и по всей следящей системе. На лабораторном макете следует уточнить допуски на отдельные узлы и детали, снять осциллограммы характеристик точности и качества протекания переходных процессов системы. На этом этапе работы проектирование следящей системы обычно заканчивается [14].

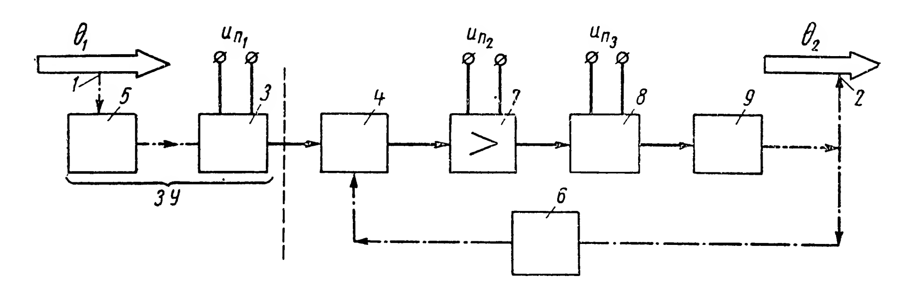
2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ТИПОВЫЕ БЛОК-СХЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЗИЦИОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Электрические позиционные следящие системы непрерывного действия предназначены для передачи на некоторое расстояние угла поворота задающего вала (так называемые системы дистанционного управления) или для отработки выходным валом системы непрерывно меняющегося входного напряжения. Достоинствами этого типа следящих систем являются: возможность значительного усиления механической мощности при отсутствии реакции на задающее устройство, малые значения статической и динамической ошибок системы, высокая надежность действия, простота конструкции и малые затраты на изготовление.

Типовая блок-схема системы дистанционного управления приведена на фиг. VI.5 *. Эта система позволяет осуществить при повороте задающего вала *1* на угол θ_1 поворот удаленного от него на значительном расстоянии выходного вала *2* на угол θ_2. Мощность, затрачиваемая на поворот задающего устройства, измеряется милливаттами, а мощность на выходном валу может доходить до сотни ватт. С задающим валом соединяется

* На фиг. VI.5 и других блок-схемах гл. VI штрих-пунктирными линиями обозначены линии механических связей.

устройство ввода 3 следящей системы, а с входным валом устройство отработки данных 4. Устройства ввода и отработки данных преобразуют величины углов поворота в напряжения постоянного или переменного тока. Для повышения статической точности работы системы задающий и выходной валы соединяются с выходным устройством отработки данных через убыстряющие вращение механические передачи 5 и 6.



Фиг. VI.5. Агрегатная схема типовой следящей системы с управлением по положению:

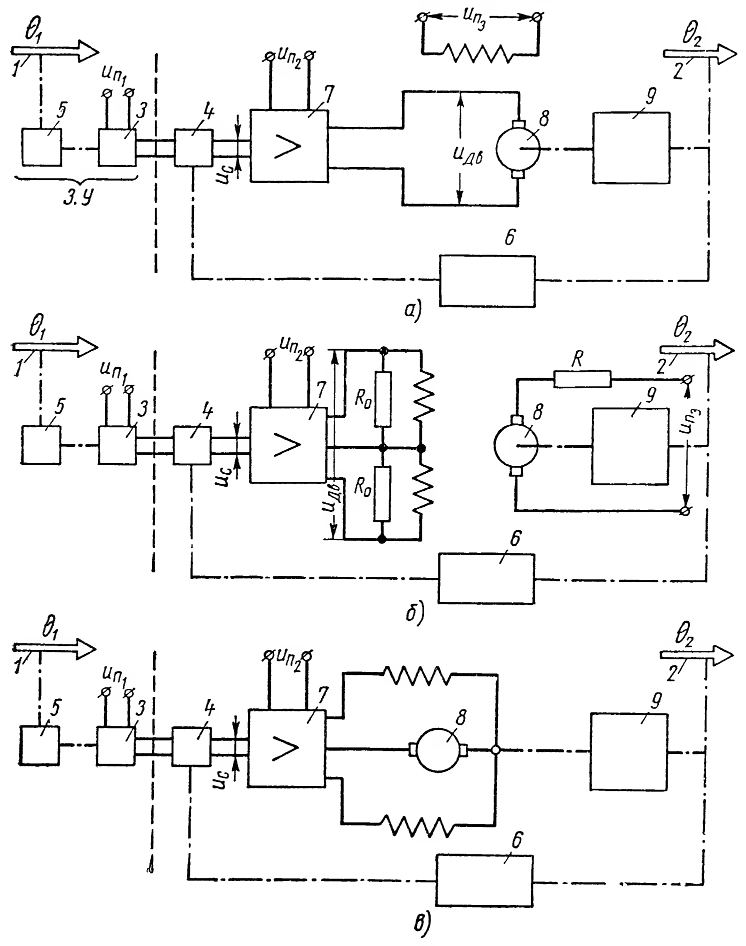
ЗУ — задающее устройство; 1 — задающий, входной вал системы; 2 — выходной вал системы; 3 — устройство ввода данных; 4 — устройство отработки данных; 5 — механическая передача устройства ввода; 6 — механическая передача устройства отработки данных; 7 — электронный (тиратронный) усилитель; 8 — исполнительный электродвигатель системы; 9 — механическая передача (редуктор); $u_{п_1}$, $u_{п_2}$, $u_{п_3}$ — напряжения питания следящей системы.

Если угол поворота задающего устройства θ_1 отличается от угла поворота θ_2, то на вход электронного усилителя поступает напряжение сигнала ошибки $u_с$, пропорциональное разности углов $\theta_1 - \theta_2$. Усиленное сигнальное напряжение $u_{Дв}$ используется для управления вращением электродвигателя постоянного тока 8. Электродвигатель следящей системы через понижающую механическую передачу 9 (чаще всего редуктор с зубчатыми шестернями) поворачивает выходную ось и связанное с ней через передачу устройство отработки данных. Вращение якоря электродвигателя будет происходить до тех пор, пока напряжение ошибки $u_с$ не упадет до напряжения, пропорционального статической ошибке следящей системы.

Тип электродвигателя следящей системы оказывает существенное влияние на выбор агрегатов системы, схему их включения и основные показатели качества и точности регулирования всей системы в целом.

В приборных следящих системах наибольшее употребление нашли три типа электродвигателей: с независимым возбуждением и управлением по току якоря, с независимым возбуждением и управлением по току возбуждения и с последовательным возбуждением. В электродвигателях с независимым возбуждением и управлением по току якоря обмотка возбуждения присоединяется непосредственно к источнику питания, а реверсирование

производится изменением направления тока, протекающего через якорь (фиг. VI.6,*а*). Питание обмотки якоря электродвигателя осуществляется через оконечный электронный или тиратронный усилители. Иногда после электронного усилителя включает-



Фиг. VI.6. Упрощенные агрегатные схемы следящих систем с управлением по положению с различными типами исполнительных электродвигателей:

а - с электродвигателем с независимым возбуждением и управлением по току якоря; *б* — с электродвигателем с независимым возбуждением и управлением по току обмотки возбуждения; *в* — с электродвигателем с последовательным возбуждением. Обозначения те же, что и на фиг. VI.5.

ся магнитный или электромашинный усилители. Электродвигатели с управлением по току якоря обладают достаточно жесткой характеристикой числа оборотов в зависимости от момента нагрузки, что обеспечивает широкий диапазон регулирования скоростей. Для регулирования скорости вращения электродвига-

теля путем изменения потока возбуждения необходимо обеспечить постоянство тока в цепи якоря, тогда при увеличении тока возбуждения будет возрастать число оборотов его вала. Постоянство тока в цепи якоря обеспечивается включением дополнительного сопротивления $R_{доп}$ в цепи якоря.

Преимуществом этого способа регулирования числа оборотов электродвигателя является большое сопротивление цепи управления, позволяющие использовать маломощные электронные лампы в оконечном каскаде. Однако получающаяся при этом большая индуктивность обмотки возбуждения приводит к тому, что в процессе реверсирования возникает напряжение в обмотке, достигающее нескольких тысяч вольт. Для предупреждения пробоя изоляции необходимо включить параллельно обмоткам возбуждения постоянные сопротивления или неоновые лампы. Если напряжение зажигания неоновых ламп будет превышать номинальное значение падения напряжения на обмотке возбуждения, тогда шунтирующая цепь будет замыкаться. Упрощенная схема следящей системы с электродвигателем, который управляется изменением тока возбуждения, показана на фиг. VI.6,*б*. Существенным недостатком такой схемы регулирования электродвигателя является значительная потеря мощности в добавочном сопротивлении цепи якоря.

Электродвигатели с последовательным возбуждением обладают значительным пусковым моментом, но имеют малую жесткость механической характеристики, что приводит к значительным скоростным ошибкам следящей системы.

Схема следящей системы с электродвигателем, имеющим последовательное возбуждение, показана на фиг. VI.6,*в*.

3. ВЫБОР МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Надежная работа электродвигателя возможна лишь при правильном выборе его мощности. Завышение мощности электродвигателя приводит к излишнему усложнению схемы следящей системы; занижение — приводит к его перегреву, снижению эксплуатационной надежности работы системы и в ряде случаев — к выходу электродвигателя из строя. Выбор мощности электродвигателей приборных следящих систем следует производить по методу эквивалентного момента[1] для двух основных факторов: мгновенной перегрузки и нагрева. Номинальная мощность электродвигателей ограничивается нагревом, а способность к перегрузкам — условиями коммутации. Номиналь-

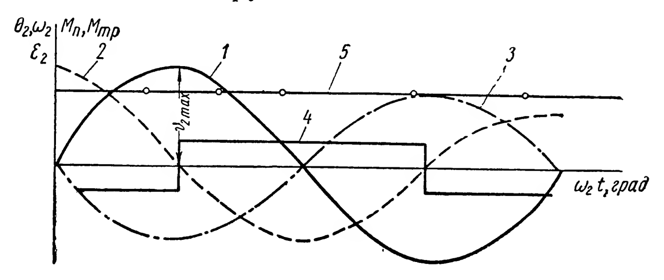
[1] Достаточно хорошие результаты дает и метод эквивалентного тока. Однако для применения этого метода нужно располагать рядом параметров электродвигателей, которые для маломощных электродвигателей не всегда указываются в справочниках и каталогах.

ная мощность электродвигателя выбирается из следующего условия:

$$M_0 = \frac{M_э}{\lambda_g}, \qquad \text{(VI.1)}$$

где $M_э$ — значение эквивалентного момента;

λ_g — коэффициент, учитывающий возможное (длительное) повышение нагрузки.



Фиг. VI.7. Характеристики нагрузок электродвигателя при отработке синусоидального входного сигнала:

1 — характеристика угла поворота выходного вала (θ_2); 2 — характеристика изменения скорости выходного вала (ω_2); 3 — характеристика изменения ускорения выходного вала (ε_2); 4 — характеристика сил сухого трения ($M_{тр}$; 5 — характеристика момента внешней нагрузки (M_n).

Для электродвигателей постоянного тока λ_g можно выбирать в пределах от 0,8 до 0,7. Проверка выбраного электродвигателя на перегрузочную способность проводится по формуле

$$\frac{M_{max}}{M_0} = \lambda_m, \qquad \text{(VI.2)}$$

где M_{max} — максимальный момент;

λ_m — коэффициент перегрузки по моменту.

Для электродвигателей независимого возбуждения $\lambda_m = 2{,}5$; для электродвигателей последовательного возбуждения $\lambda_m = 3{,}5 \div 4{,}0$, а для электродвигателей, управляемых по току возбуждения, $\lambda_m \leq 2$. Мощность электродвигателя может быть найдена по значению эквивалентного момента, вычисленному для наиболее типичного режима работы системы. В приборных следящих системах, отрабатывающих различные выходные сигналы (форма которых может быть и не задана), в качестве типового сигнала часто применяют синусоидальный сигнал. Подавая этот сигнал на вход в систему, следует выбирать амплитуду и частоту такими, чтобы были выдержаны величины максимальной скорости и ускорения отработки входного сигнала, заданные техническими требованиями. На фиг. VI.7 показаны синусоидальный сигнал по положению на выходном валу θ_2, скорость ω_2 и ускорение ε_2 выходного вала, моменты от нагрузки M_n и сил сухого трения $M_{тр}$. Момент сухого трения постоянен и

противоположен по направлению скорости выходного вала. При заданных нагрузках (см. фиг. VI.7) эквивалентный момент может быть вычислен по формуле

$$M_э = \sqrt{\left(\frac{M_n}{i_p\eta} + M_{mp}\right)^2 + \left(\frac{J_n}{i_p^2\eta} + J_{Дв}\nu\right)^2 \frac{\varepsilon_{2\max}^2 i_p^2}{2}}, \quad (VI.3)*$$

где M_n — момент нагрузки;
M_{mp} — момент сухого трения;
i_p — передаточное число;
η — коэффициент полезного действия механической передачи;
I_n — момент инерции нагрузки;
$I_{Дв}$ — момент инерции якоря электродвигателя;
ν — коэффициент, учитывающий момент инерции шестерен механической передачи между электродвигателем и нагрузкой;
$\varepsilon_{2\max}$ — максимальное значение углового ускорения на выходном валу.

Числовое значение $\varepsilon_{2\max}$ определяется как вторая производная выходного синусоидального сигнала

$$\theta_2 = \theta_{2\max} \sin \omega t,$$

(где $\omega = 2\pi f$ и f — частота, соответствующая полосе пропускания следящей системы), откуда

$$\frac{d^2\theta_2}{dt^2} = -\theta_{2\max}\omega^2 \sin \omega t \quad (VI.4)$$

и

$$\theta_{2\max}\omega^2 = \varepsilon_{2\max}.$$

К. п. д. цилиндрических зубчатых пар η в зависимости от числа зубьев ведущей и ведомой шестерен можно вычислить по номограмме Х. Е. Меррита. Номограмма Х. Е. Меррита показана на фиг. VI.8. Зная к. п. д. отдельных пар, нетрудно вычислить к. п д. всего редуктора

$$\eta = \eta_1 \; \eta_2, \; . \; . \; . \; , \eta_i, \quad (VI.5)$$

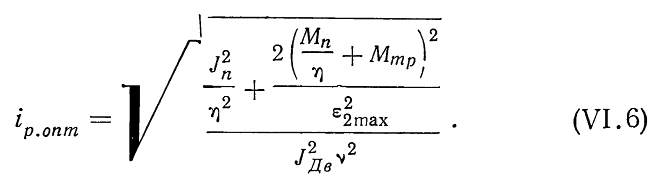
где $\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_i$ — к. п. д. отдельных зубчатых пар.

Зная числовые значения $\varepsilon_{2\max}$ и η, а также соответствующие значения моментов инерции и моментов нагрузки, можно найти оптимальное передаточное отношение механической передачи,

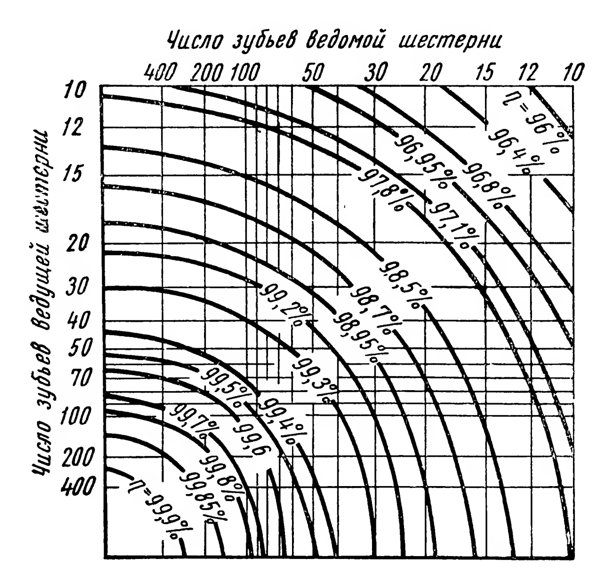
---

* Если момент $M_э$ не пропорционален току двигателя $i_{Дв}$, тогда формулой (VI.3) непосредственно пользоваться нельзя. Например, при работе электродвигателя с управлением по току возбуждения необходимо в диаграмму моментов вводить такие поправки, при которых ординаты кривой моментов были бы пропорциональны току (см. подробнее Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. Госэнергоиздат, 1956).

взяв производную эквивалентного момента [формула (VI.3)] по передаточному числу. Это передаточное отношение определяется выражением



$$i_{p.onm} = \sqrt{\frac{\dfrac{J_n^2}{\eta^2} + \dfrac{2\left(\dfrac{M_n}{\eta} + M_{mp}\right)^2}{\varepsilon_{2\max}^2}}{J_{Дв}^2 \nu^2}}. \qquad (VI.6)$$



Фиг. VI.8. Номограмма Х. Е. Меррита для вычисления коэффициента полезного действия пар цилиндрических шестерен.

Выбор $i_{p\,onm}$ по формуле (VI.6) следует производить лишь для тех приборных следящих систем, у которых мощность электродвигателя достаточно велика (порядка 20—100 *вт*). На практике передаточное число редуктора i_p определяют по отношению номинальной скорости вращения якоря электродвигателя к максимальной скорости вращения выходного вала $\omega_{2\max}$, т. е.

$$i_p = \frac{\omega_{Дв0}}{\omega_{2\max}}. \qquad (VI.7)$$

Наилучшие результаты по более полному использованию редуктора могут быть получены тогда, когда i_p, вычисляемое по формуле (VI.7), будет близко $i_{p\,onm}$. Для практических расчетов приборных следящих систем в табл. VI.1 приведены основные данные маломощных электродвигателей постоянного тока.

Таблица VI.1

Основные данные маломощных электродвигателей постоянного тока

Марка электродвигателя	Тип электродвигателя	Полезная мощность электродвигателя в *т*	Номинальный момент на валу в *кГ·м*	Скорость вращения в *об/мин*	Номинальное напряжение питания якоря в *в*	Напряжение питания обмотки возбуждения в *в*	Ток якоря в *а*	Ток обмотки возбуждения в *а*	Сопротивление обмотки якоря в *ом*	Сопротивление обмотки возбуждения в *ом*	Момент инерции якоря в *кГ·м·сек²*	Масса электродвигателя в *кг*
ПД-3	С независимым возбуждением	3,0	$7,3\ 10^{-4}$	4000^{+500}_{-200}	120±12	27±2,7	0,1	—	200	—	$0,4\cdot10^{-6}$	0,35
ЭДП-5	То же	5,0	$7,0\cdot10^{-4}$	8000	27	50	0,8	0,006	—	8000	$0,35\cdot10^{-6}$	0,5
МН-7	» »	7,7	$9,4\cdot10^{-4}$	8000^{+1200}_{-400}	27±2,7	27±2,7	0,85	±	—	—	—	0,5
СЛ-121	» »	7,0	$14\cdot10^{-4}$	5000	110	110	0,14	0,06	215	1750	$0,4\cdot10^{-6}$	—
СЛ-161	» »	8,5	$21\cdot10^{-4}$	4000	110	110	0,15	0,06	170	1770	$0,5\cdot10^{-6}$	—
СЛ-221	» »	13,0	$35\cdot10^{-4}$	3600	110	110	0,35	0,05	115	2040	$1,4\cdot10^{-6}$	1,2
Д-15	» »	20	$33\cdot10^{-4}$	6000±600	27±2,7	27±2,7	1,5	0,45	—	60	—	0,5
СЛ-261	» »	24	$65\cdot10^{-4}$	3600	110	110	0,5	0,06	51	1570	$2\ 10^{-6}$	1,4
Д-25-1	» »	25	$40,7\cdot10^{-4}$	6000±600	27±2,7	27±2,7	2,5	—	—	—	—	0,9
СЛ-327	» »	28	$90\cdot10^{-4}$	3000	110	110	0,8	0,09	7,75	1010	$6\cdot10^{-6}$	2,2
СЛ-321	» »	38	$125\cdot10^{-4}$	3000	110	110	0,7	0,09	27	1010	$6\cdot10^{-6}$	2,2
СЛ-361	» »	50	$160\cdot10^{-4}$	3000	110	110	0,55	0,08	23,3	1160	$7\cdot10^{-6}$	2,2
М-60	» »	60,0	$160\cdot10^{-4}$	3500±350	27±2,7	27±2,7	6,0	—	—	—	—	3,85
Д-75	» »	75	$97,5\cdot10^{-4}$	7500±750	60	27±2,7	1,9	0,45	—	—	—	1,4
СЛ-521	» »	77	$250\cdot10^{-4}$	3000	110	45	1,1	0,1	8,5	450	—	3,9
СМ-5	С последовательным возбуждением	5,2	$8,5\cdot10^{-4}$	6000	200		0,04		—		—	0,3
СМ-7,5	То же	7,8	$15\cdot10^{-4}$	5000	200		0,09		250		—	0,4

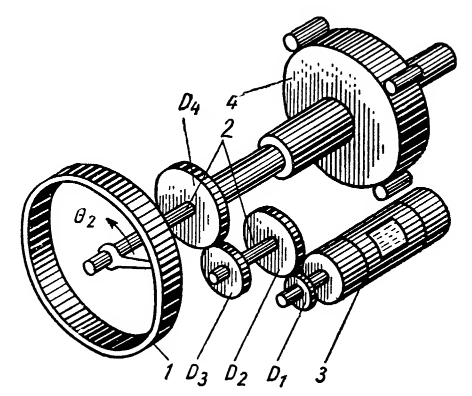
Электродвигатели ПД-3, МН-7, М-60 серии СЛ и серии Д относятся к электродвигателям независимого возбуждения с управлением по току якоря. Электродвигатель ЭДП-5 также выполнен с независимым возбуждением, но управление им осуществляется изменением тока возбуждения (в цепь якоря двигателя ЭДП-5 включается добавочное сопротивление порядка 30 *ом*); электродвигатели серии СМ сериесного типа. Для реверсирования у электродвигателей серии СМ имеются по две обмотки возбуждения, подключенные к цепи якорей.

4. ВЛИЯНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ОТНОШЕНИЙ РЕДУКТОРОВ НА МОМЕНТ ИНЕРЦИИ ЯКОРЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

В приборных следящих системах большое влияние на момент инерции якоря электродвигателя, а следовательно, и его мощность оказывают моменты инерции первых четырех шестерен редуктора. Приведенный момент инерции всех вращающихся частей механической передачи следящей системы (фиг. VI. 9) к валу электродвигателя вычисляется по формуле

$$J_\Sigma = J_{Дв} + J_p + \frac{J_n}{i_p^2}, \qquad (VI.8)$$

где J_p — момент инерции шестерен и валов редуктора, приведенный к валу электродвигателя.



Фиг. VI.9. Кинематическая схема механической передачи следящей системы:

1 — тороидальный потенциометр; *2* — редуктор; *3* — электродвигатель; *4* — рабочий механизм (нагрузка).

Пренебрегая моментами инерции валов передачи, определим момент инерции первых четырех цилиндрических шестерен:

$$J_p = \frac{\pi\rho b}{32}\left[D_1^4 + D_2^4\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 + D_3^4\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 + D_4^4\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2\left(\frac{D_3}{D_4}\right)^2\right], \qquad (VI.9)$$

где ρ — плотность металла, из которого сделаны шестерни;

b — ширина шестерен;

Вводя в формулу (VI.9) следующие обозначения:

$$\frac{D_2}{D_1} = i_{12}; \quad \frac{D_4}{D_3} = i_{34}; \quad \frac{D_2}{D_1}\cdot\frac{D_4}{D_3} = i_{14},$$

получим

$$J_p = J_{p_0}\left[1 + i_{12}^2 + \frac{1}{i_{12}^2}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4 + \frac{i_{14}^2}{i_{12}^4}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4\right], \qquad \text{(VI.10)}$$

где

$$J_{p_0} = \frac{\pi\gamma b D_1^4}{32}.$$

Из формулы (VI.10) нетрудно найти передаточное отношение i_{12}, соответствующее минимуму J_p, для чего нужно взять производную по i_{12} и положить $\frac{D_3}{D_1} = 1$.

После простых преобразований найдем

$$i_{34} = \sqrt{\frac{i_{12}^4 - 1}{2}}. \qquad \text{(VI.11)}$$

При $i_{12}^4 \gg 1$

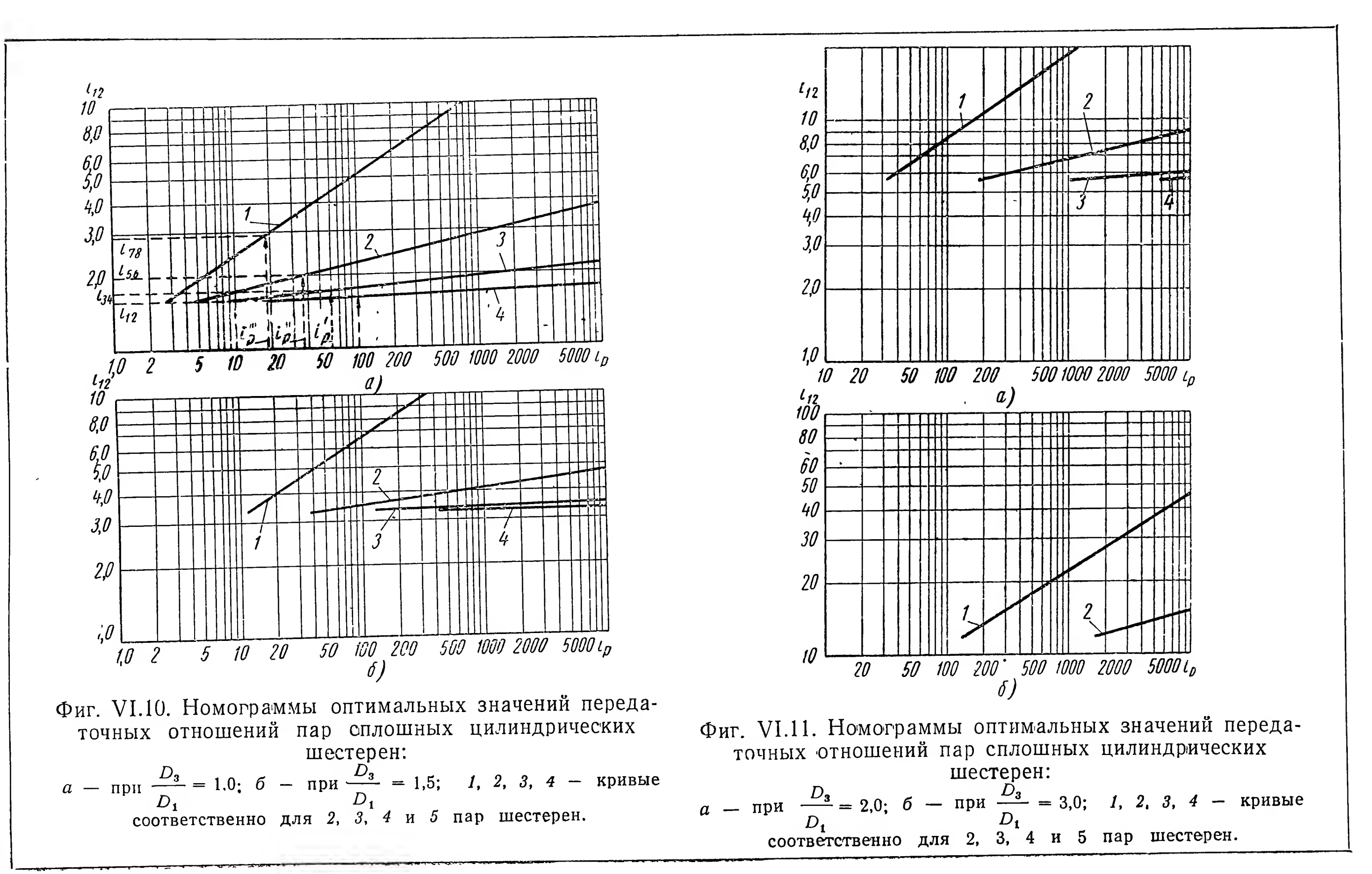
$$i_{34} = \frac{i_{12}^2}{\sqrt{2}}. \qquad \text{(VI.12)}$$

Задаваясь величинами i_{12}, с помощью формулы (VI.12) можно построить линии минимальных значений моментов инерции пары шестерен. Однако такое построение является достаточно приближенным; на практике принято применять более точное построение, выполняемое по уравнению (VI.11). Это построение показано сплошной линией *1* на фиг. VI.10,*а*. Применяя уравнение (VI.11) несколько раз для различных передаточных отношений i_{12}, получим значения передаточных отношений i_{56}, i_{78} и i_{910}, при которых обеспечивается минимум момента инерции цилиндрических зубчатых передач [18]. Пользуясь номограммой, показанной на фиг. VI.10, находят соответствующие значения передаточных отношений пар шестерен по общему передаточному числу редуктора. Для примера определим наивыгоднейшие значения передаточных отношений пяти пар шестерен при общем передаточном отношении $i_p = 100$.

Для этого на номограмме (фиг. VI.10,*а*) возьмем на оси абсцисс точку, соответствующую $i_p = 100$, и восстановим в ней перпендикуляр до пересечения с линией *4*. Проведем из точки пересечения прямую линию, параллельную оси абсцисс, до оси ординат. На оси ординат получим числовое значение, соответствующее оптимальному передаточному отношению первой пары $i_{12} = 1{,}620$.

Разделив 100 на 1,620, найдем передаточное отношение оставшихся пар шестерен, которое равно 60,494.

Затем на оси абсцисс берем $i = 60{,}494$ и находим точку пересечения перпендикуляра с линией *3*. На оси ординат получим



Фиг. VI.10. Номограммы оптимальных значений передаточных отношений пар сплошных цилиндрических шестерен:

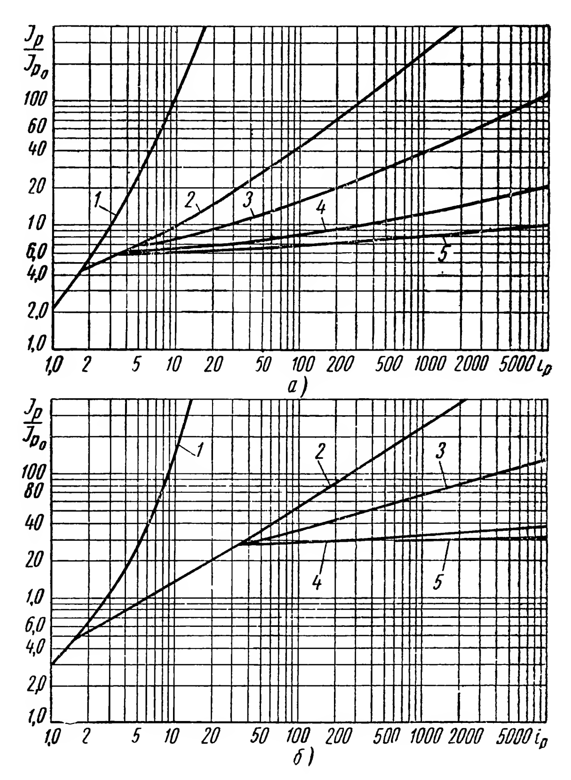
а — при $\frac{D_3}{D_1} = 1,0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 1,5$; *1, 2, 3, 4* — кривые соответственно для *2, 3, 4* и *5* пар шестерен.

Фиг. VI.11. Номограммы оптимальных значений передаточных отношений пар сплошных цилиндрических шестерен:

а — при $\frac{D_3}{D_1} = 2,0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 3,0$; *1, 2, 3, 4* — кривые соответственно для 2, 3, 4 и 5 пар шестерен.

$i_{34} = 1,717$. Далее делим 60,494 на 1,717 и находим $i''_d = 35,25$. По найденному i''_p и линии *2* определим $i_{56} = 2$, откуда $i'''_p = 35,25 : 2 = 17,625$ и $i_{78} = 2,96$.

Передаточное отношение последней пары шестерен $i_{910} = 17,625 : 2,96 = 6,086$. Подставляя вычисленные передаточные



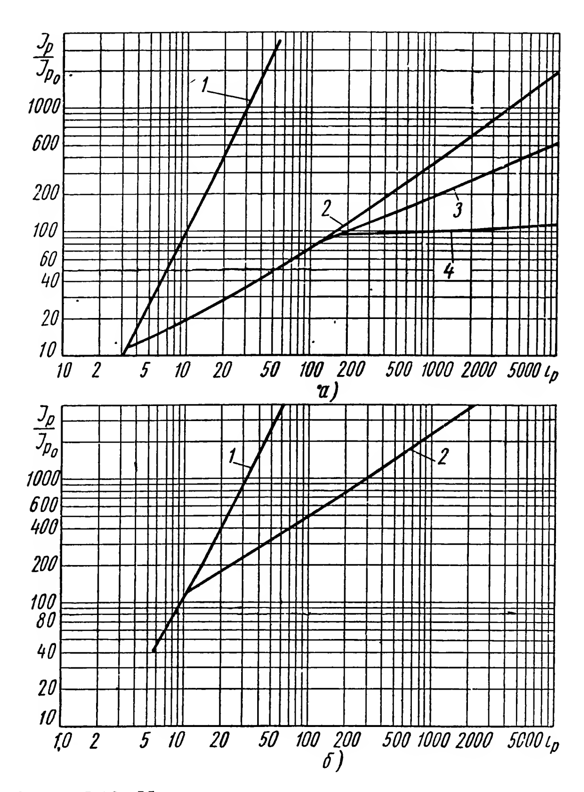
Фиг. VI.12. Номограммы для определения минимальных значений моментов инерции сплошных цилиндрических шестерен редукторов:

а — при $\frac{D_3}{D_1} = 1,0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 1,5$; *1, 2, 3, 4, 5* — кривые соответственно для 1, 2, 3, 4 и 5 пар шестерен.

числа в формулу (VI.10), получим числовые значения моментов инерции шестерен.

На фиг. VI.10,*б* построены номограммы для выбора передаточных отношений различных пар шестерен при $\frac{D_3}{D_1} = 1,5$, а на фиг. VI.11 приведены номограммы при $\frac{D_3}{D_1} = 2,0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 3,0$. По формуле (VI.10) и номограммам, приведенным на

фиг. VI.10 и VI.11 построены номограммы $\frac{J_0}{J_p} = f(i_p)$ при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}5$, показанные на фиг. VI.12, а при $\frac{D_3}{D_1} = 2{,}0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 3{,}0$ — на фиг. VI.13.



Фиг. VI.13. Номограммы для определения минимальных значений моментов инерции сплошных цилиндрических шестерен редукторов:

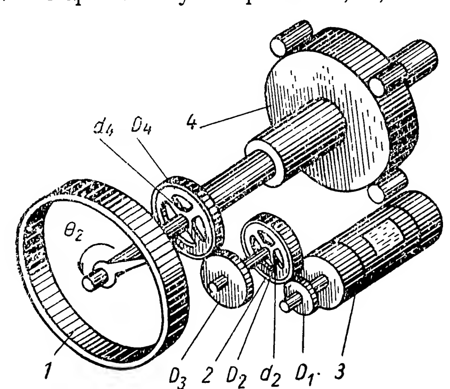
а — при $\frac{D_3}{D_1} = 2{,}0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 3{,}0$; *1, 2, 3, 4* — кривые соответственно для 1, 2, 3 и 4 пар шестерен.

Как видно из фиг. VI.12, при $i_p = 100$ и пяти парах шестерен получаем наименьшее значение момента инерции шестерен редуктора $\frac{J_p}{J_{p_0}} = 6{,}5$, а при четырех парах шестерен $i_{12} = 1{,}758$; $i_{34} = 2{,}090$; $i_{56} = 3{,}350$; $i_{78} = 8{,}125$ имеем $\frac{J_p}{J_{p_0}} = 7{,}6$.

Допустим, что в качестве привода рассматриваемого нами редуктора $i_p = 100$ будет применен электродвигатель МН-7 мощ-

ностью 7,7 *вт*. По данным табл. VI.1, найдем момент инерции ротора электродвигателя $J_p = 0{,}4 \cdot 10^{-6}$ *кГ · м · сек*^{2}.

Предположим, что шестерня редуктора изготовлена из легированной стали ($\rho = 0{,}8$), тогда для первой шестерни, имеющей ширину $b = 6$ *мм* и диаметр $D_1 = 16$ *мм*, момент инерции будет $J_{p_0} = 0{,}12 \cdot 10^{-6}$ *кГ · м · сек*^{2}. Как видно, момент инерции первой шестерни соизмерим с моментом инерции якоря электродвигателя и при пяти парах шестерен имеем $J_{p_5} = 6{,}5 \cdot 0{,}12 \cdot 10^{-6} = 0{,}78 \cdot 10^{-6}$ *кГ · м · сек*^{2}, а при четырех парах шестерен получаем $J_{p_0} = 7{,}6 \cdot 0{,}12 \cdot 10^{-6} = 0{,}91 \cdot 10^{-6}$ *кГм · сек*^{2}. Коэффициент ν в первом случае равен 1,95, а во втором случае 2,28.



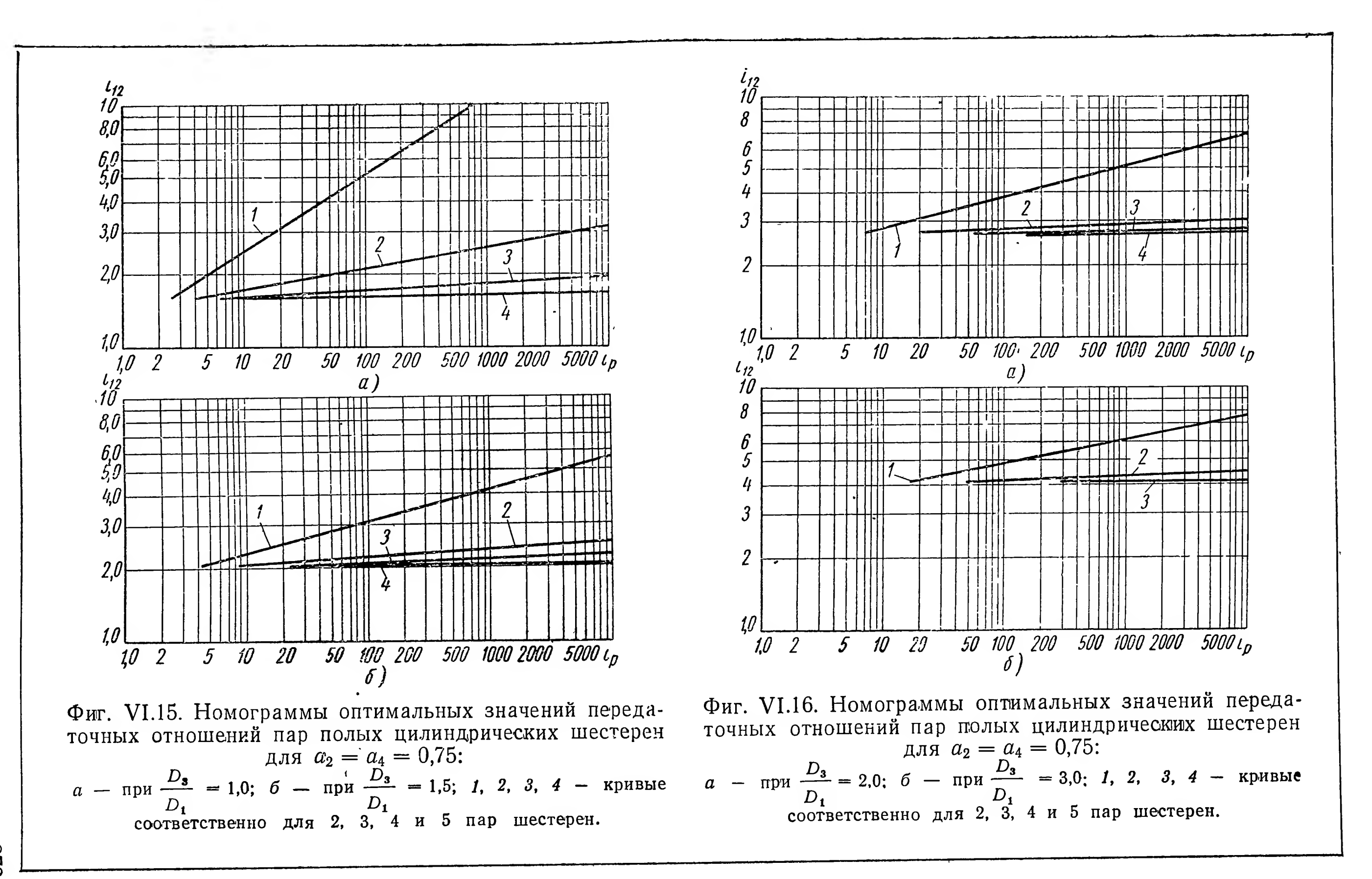
Фиг. VI.14. Кинематическая схема механической передачи следящей системы:

1 — тороидальный потенциометр; *2* — редуктор (первая и третья шестерни — сплошные; вторая и четвертая — полые); *3* — электродвигатель; *4* — рабочий механизм (нагрузка).

Увеличение момента инерции якоря с редуктором, имеющим четыре пары шестерен, по сравнению с редуктором, имеющим пять пар, невелико, приблизительно 12%, что практически не оказывает влияния на характеристики следящей системы. Редуктор же с пятью парами шестерен является более сложным и дорогим и, кроме того, имеет в передаче большее значение суммарного люфта. Поэтому более предпочтительным для применения следует считать редуктор с четырьмя парами шестерен. Если же уменьшить количество пар шестерен до двух, тогда $\frac{J_p}{J_{p_0}} = 40$ и коэффициент $\nu = 12$. При этом значении ν электродвигатель МН-7 не обеспечивает требуемых характеристик следящей системы, из-за недостатка мощности. Для уменьшения моментов инерции механической передачи применяются редукторы с шестернями в виде полых цилиндров (фиг. VI. 14).

Рассмотрим редуктор с двумя парами шестерен с полными второй и четвертой шестернями и найдем для него оптимальные значения передаточных отношений пар, обеспечивающих минимальное значение момента инерции механической передачи [1]. Как и в ранее рассмотренной задаче, воспользуемся значениями моментов инерции шестерен. Момент инерции полого цилиндра с диаметрами D и d и шириной $c = \frac{D-d}{2}$ равен

$$J = \frac{\pi b \rho}{32} (D^4 - d^4). \tag{VI.13}$$



Фиг. VI.15. Номограммы оптимальных значений передаточных отношений пар полых цилиндрических шестерен для $a_2 = a_4 = 0{,}75$:

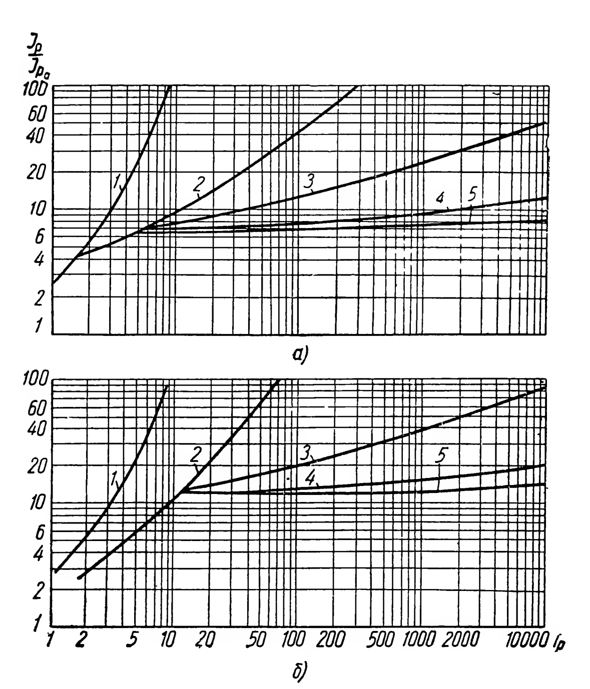
а — при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}5$; *1, 2, 3, 4* — кривые соответственно для 2, 3, 4 и 5 пар шестерен.

Фиг. VI.16. Номограммы оптимальных значений передаточных отношений пар полых цилиндрических шестерен для $a_2 = a_4 = 0{,}75$:

а — при $\frac{D_3}{D_1} = 2{,}0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 3{,}0$; *1, 2, 3, 4* — кривые соответственно для 2, 3, 4 и 5 пар шестерен.

Для рассматриваемого редуктора

$$J_p = \frac{\pi \rho b}{32g}\left[D_1^4 + \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 \cdot D_2^4 (1 - a_2^4) + \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 D_3^4 + \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 \times \right.$$
$$\left. \times \left(\frac{D_3}{D_4}\right)^2 D_4^4 (1 - a_4^4) \right],$$



Фиг. VI.17. Номограммы для определения минимальных значений моментов инерции полых цилиндрических шестерен редукторов для $a_2 = a_4 = 0{,}75$:

а — при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}5$; *1, 2, 3, 4, 5* — кривые соответственно для 1, 2, 3, 4 и 5 пар шестерен.

где $a_2 = \frac{D_2}{d_2}$ и $a_4 = \frac{D_4}{d_4}$, или

$$J_p = J_{p_0}\left[1 + i_{12}^2 (1 - a_2^4) + \frac{1}{i_{12}^2}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4 + \frac{i_{14}^2}{i_{12}^4}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4 (1 - a_4^4)\right], \quad \text{(VI.14)}$$

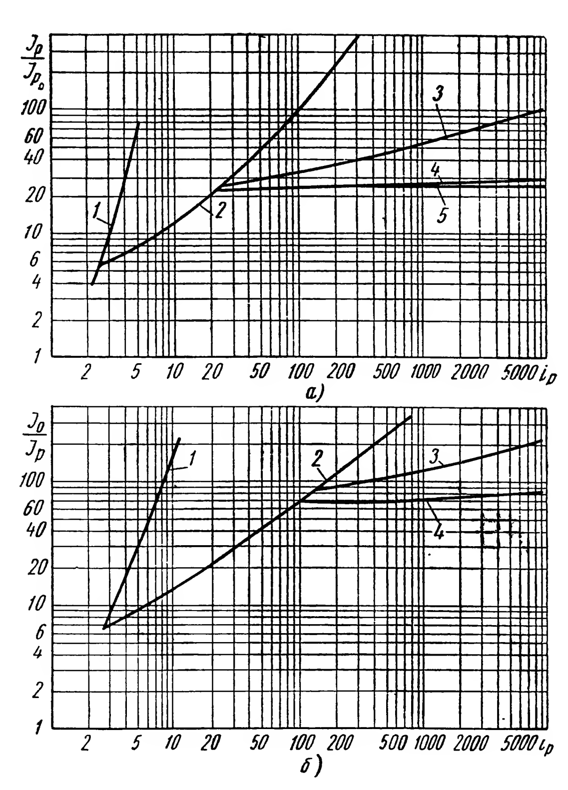
где

$$J_{p_0} = \frac{\pi \rho b D_1^4}{32}.$$

Из формулы (VI.14) можем найти уравнение для вычисления

оптимальных значений передаточных отношений в следующем виде:

$$i_{12}^6 - \left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4 \frac{i_{12}^2}{1 - a_2^4} - 2\, i_{14}^2 \left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4 \frac{(1 - a_4^4)}{(1 - a_2^4)} = 0. \quad \text{(VI.15)}$$



Фиг. VI.18. Номограммы для определения минимальных значений моментов инерции полых цилиндрических шестерен редукторов для $a_2 = a_4 = 0{,}75$: *а* — при $\frac{D_3}{D_1} = 2{,}0$; *б* — при $\frac{D_3}{D_1} = 3{,}0$; *1, 2, 3, 4, 5* — кривые соответственно для 1, 2, 3, 4 и 5 пар шестерен.

Задаваясь различными значениями i_{12}, с помощью уравнения (VI.15) построим номограммы оптимальных значений передаточных отношений для первых пяти пар шестерен. Эти номограммы при $a_2 = a_4 = 0{,}75$ и $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}5$ приведены на фиг. VI.15, а для $\frac{D_3}{D_1} = 2{,}0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 3{,}0$ — на фиг. VI.16.

Подставляя значения соответствующих передаточных отношений в формулу (VI.15), получим номограммы для вычисле-

ния минимальных моментов инерции зубчатых передач. Номограммы $\frac{J_p}{J_{p_0}} = f(i_p)$ при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}5$ приведены на фиг. VI.17, *a* при $\frac{D_3}{D_1} = 2{,}0$ и $\frac{D_3}{D_1} = 3{,}0$ — на фиг. VI.18. По номограмме фиг. VI.12 для четырех пар сплошных шестерен было получено $\frac{J_p}{J_r} = 7{,}6$, а по номограмме фиг. VI.17 $\frac{J_p}{J_{r_c}} = 6{,}9$. Как видно из этого примера, передаточный момент инерции вращающихся частей редуктора за счет применения полых шестерен уменьшается примерно на 10%. Еще большее снижение приведенного момента инерции в редукторах можно получить заменой материала у второй и четвертой шестерни на текстолит ($\rho = 0{,}14$). Расчеты [1] показывают, что, например, замена двух стальных шестерен на текстолитовые уменьшает величину приведенного момента инерции редуктора на 60%.

5. СТАТИЧЕСКИЕ И КИНЕМАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЗИЦИОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Под статическими характеристиками следящей системы понимается зависимость угла рассогласования системы от момента трения или нагрузки на выходном валу с учетом люфтов редукторов измерительных устройств. Кинематические характеристики представляют собой зависимости угла рассогласования от постоянных скоростей вращения задающего и исполнительного валов следящей системы.

а) Следящая система с электродвигателем независимого возбуждения, управляемым по току якоря

Пользуясь упрощенной схемой следящей системы с электродвигателем независимого возбуждения, управляемого по току якоря (фиг. VI.3, *a*), составим уравнения статических характеристик ее агрегатов. Угол рассогласования $\delta(t)$ между задающим и выходным валами следящей системы определяется следующей зависимостью:

$$\delta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t), \qquad \text{(VI.16)}$$

где $\theta_1(t)$ — угол поворота задающего вала следящей системы.

$\theta_2(t)$ — угол поворота выходного вала следящей системы.

Если считать, что задающий и выходной валы соединены с устройством ввода и отработки входных данных через повышающие редукторы с передаточными числами $i_з = i_в = i_u$, то угол рассогласования между валами задающего устройства и устройства отработки выходных данных будет

$$\mu(t) = i_u\delta(t) \pm \mu_0, \qquad \text{(VI.17)}$$

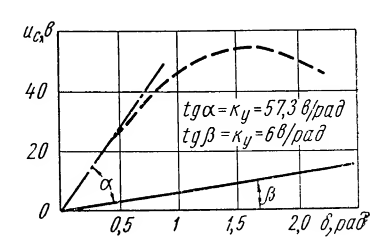
где μ_0 — суммарная погрешность работы задающего устройства и устройства отработки данных.

Напряжение ошибки u_c пропорционально углу рассогласования задающего и выходного устройств системы, т. е.

$$u_c = k_y i_u \delta (t) \pm k_y \mu_0, \qquad (VI.18)$$

где k_y — коэффициент пропорциональности между напряжением и углом рассогласования задающего и выходного устройств системы в *в/рад*.

На фиг. VI.19 показаны примерные характеристики задающего и выходного устройств (или датчиков угла рассогласования). Сплошной линией показаны статические характеристики для потенциометрических датчиков, штриховой линией — для сельсинов. Крутизна характеристики дачиков определяется, как тангенс наклона линейной части статической характеристики; на фиг. VI. 19 показана штрих-пунктирной линией. Из фиг. VI. 19 видно, что величина k_y для выбранных потенциометрических датчиков равна 6 *в/рад*, а для сельсинов 57,3 *в/рад*.



Фиг. VI.19. Типовые виды статических характеристик устройств следящих систем, применяемых для измерения углов рассогласования.

Напряжение u_c — усиливается электронным (тиратронным) усилителем до величины $u_{Дв}$ и поступает на якорь электродвигателя, т. е.

$$u_{Дв} = k_s u_c. \qquad (VI.19)$$

где k_s — коэффициент усиления электронного (тиратронного) усилителя.

Коэффициент усиления электронного усилителя определяется по линейной части статической характеристики.

На фиг. VI.20 показана типовая статическая характеристика электронного усилителя. Коэффициент усиления k_s для этого усилителя равен 100. При напряжении 1,5 *в* электронный усилитель насыщается и напряжение на его выходе уже больше не зависит от входного сигнала. Статическая характеристика электронного усилителя становится существенно нелинейной.

При работе электронного усилителя на линейном и нелинейном участках ток, потребляемый электродвигателем, определяется по следующей зависимости:

$$i_{Дв} = \frac{u_{Дв} - k_e \omega_{Дв}}{R_g}, \qquad (VI.20)$$

где k_e — постоянная противо- э. д. с. электродвигателя в *сек/рад*;

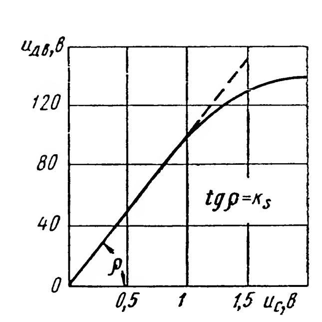
R_g — сопротивления якоря электродвигателя;

$\omega_{Дв}$ — угловая скорость вращения якоря электродвигателя в *рад/сек*.

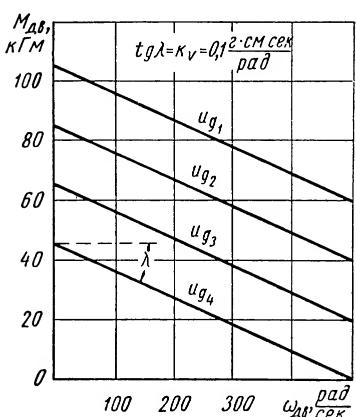
Развиваемый электродвигателем крутящий момент $M_{Дв}$ пре-

одолевает момент нагрузки M_n. В электродвигателях, применяемых в следящих системах, крутящий момент при постоянном напряжении якоря $u_{Дв}$ падает с повышением скорости вращения. Величина этого падения пропорциональна коэффициенту вязкого трения k_v.

Коэффициент вязкого трения определяется по экспериментально снятым механическим характеристикам. На фиг. VI.21



Фиг. VI.20. Статическая характеристика электронного усилителя следящей системы.



Фиг. VI.21. Механические характеристики электродвигателей малой мощности независимого возбуждения с управлением по току якоря.

показаны механические характеристики электродвигателя малой мощности с независимым возбуждением при управлении током якоря. Характеристики приведены для четырех значений напряжений на якоре. Для установившегося движения якоря электродвигателя

$$M_n = M_{Дв} - k_v \omega_{Дв}, \qquad \text{(VI.21)}$$

где $M_{Дв}$ — двигательный момент электродвигателя в $кГ \cdot м$;

k_v — коэффициент вязкого трения в $кГ \cdot м \cdot сек/рад$.

При линейной зависимости между двигательным моментом и током якоря формулу (VI.22) можно переписать в виде

$$M_n = k_м i_{Дв} - k_v \omega_{Дв}, \qquad \text{(VI.22)}$$

где $k_м$ — моментная постоянная электродвигателя в $кГ \cdot м$.

Из формулы (VI.22) нетрудно получить следующее выражение:

$$k_м i_{Дв} = \frac{M_n}{i_p} + k_v i_p \omega_2, \qquad \text{(VI.23)}$$

где $i_p = \frac{Дв}{\omega_2}$ — передаточное число;

ω_2 — угловая скорость вращения выходного вала системы.

Величина угла рассогласования в установившемся состоянии определяется формулой

$$\delta = \delta_м + \delta_\omega + \delta_{др} + \delta_0 + \delta_л, \qquad (VI.24)$$

где $\delta_м = \frac{R_g}{k_y k_s k_м i_u i_p} M_n$ — угол рассогласования от действия момента нагрузки на выходном валу;

$\delta_\omega = \frac{(k_v R_g + k_e k_м) i_p}{k_y k_s k_м i_u} \omega_1$ — угол рассогласования, зависящий от скорости слежения ω_1;

$\delta_0 = \frac{\mu_0}{i_u}$; $\delta_{др}$; δ_1 — углы рассогласования, вызванные соответственно погрешностями датчиков; дрейфом входного напряжения усилителя[1]; люфтами в механических передачах задающего устройства и устройства отработки выходных данных.

Статический угол рассогласования следящей системы, т. е. угол рассогласования, имеющий место при $\omega_1 = 0$, равен

$$\delta_m = \frac{R_g}{k_y k_s k_м i_u i_p} M_n + \delta_{др} + \frac{\mu_0}{i_u} + \delta_л. \qquad (VI.25)$$

Вычислим зависимость угла рассогласования следящей системы или ее статическую ошибку при заданном моменте нагрузки. Примем, что следящая система имеет электродвигатель типа ПД-3, развивающий на валу полезную мощность 3 *вт* при номинальной скорости вращения якоря $n_{ном}$ =4 000 *об/мин*. Номинальный момент на валу электродвигателя равен $7{,}3 \cdot 10^{-4}$ *кГ · м* при токе якоря $i_{дв} = 0{,}1$ *а*, пусковой момент на валу $25 \cdot 10^{-4}$ *кГ · м*; сопротивление якоря R_g =200 *ом*. По этим данным найдем $k_м = 7{,}3 \cdot 10^{-3} \frac{кГ \cdot м}{а}$. Остальные параметры системы будем считать следующими: момент нагрузки на выходном валу M_n = 0,04 *кГ · м*; передаточное число редуктора от нагрузки к валу электродвигателя $i_p = 200$; передаточное число между входным потенциометром и задающим устройством $i_u = 30$. Значения коэффициентов усиления потенциометрических устройств электронного усилителя с тиратронным выходом возьмем с фиг. VI.19 и VI.20. Тогда получим $k_y = 6 \frac{в}{рад}$ и $k_s = 100$. Примем $\mu_0 = 0{,}5°$ (см. табл. IV.2), $\delta_л = 0{,}05°$, $\delta_{др} = 0{,}005°$ и, подставив в формулу (VI.25) соответствующие числовые значения, получим $\delta_m = 0{,}001567$ *рад* или 5,4′ (угл. мин.).

Изменяя в некоторых пределах момент нагрузки на выходном валу, можно получить характеристику статической точности следящей системы по моменту (фиг. VI.22).

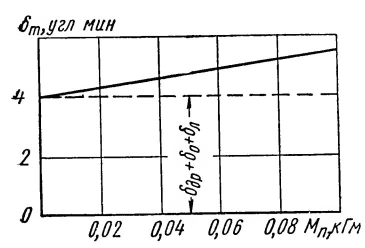
В тех случаях, когда момент нагрузки отсутствует, в формулу (VI.25) вместо M_n следует подставить момент трения покоя $M_{тр0}$. Под моментом трения покоя будем понимать вращающий момент, необходимый для трогания якоря электродвигателя. Момент трения покоя зависит от степени смазки редуктора,

[1] Формулы для вычислений $\delta_{др}$ и соответствующих им числовых значений приведены в [20].

вида шестерен редуктора, типа подшипников, конструкции щеточного узла электродвигателя и т. д. Как правило, момент трения покоя определяется экспериментально, так как достаточно надежных и простых методов его расчета не существует.

Рассмотрим, какое влияние на статическую точность оказывают параметры следящей системы.

Как видно из выражения (VI.25), статический угол рассогласования уменьшается при увеличении следующих величин: коэффициентов усиления электронного усилителя, передаточных чисел редукторов к датчикам угла рассогласования и выходному валу системы, крутизны характеристики датчиков. С увеличением сопротивления якоря электродвигателя и момента нагрузки на выходном валу следящей системы угол рассогласования увеличивается.



Фиг. VI.22. Характеристика статической точности позиционной следящей системы.

Повышение статической точности следящей системы может быть также получено путем снижения погрешности датчиков углов рассогласования и увеличением передаточного отношения редкутора между валами датчиков (задающего и принимающего), а также входным и выходным валами системы.

В качестве датчиков углов рассогласования применяются потенциометры и сельсины. Основные данные потенциометров и сельсинов приведены в табл. VI.2 и VI.3 [3], [4] и [6]. С помощью этих таблиц вычисляются значения μ_0. Например, взяв два тороидальных потенциометра с пределами изменения от 1000 до 100 000 *ом* и углом поворота щетки от упора до упора равным 330°, нетрудно найти максимальную угловую ошибку задающего или выходного потенциометров $\mu_0' = \frac{330}{1000} = 0{,}33°$. Суммарная наивысшая погрешность потенциометрического устройства, состоящего из двух потенциометров (задающего и выходного), может доходить до $\mu_0 = 0{,}66°$.

Данные наиболее употребляемых сельсинов приведены в табл. 3. В таблице даны значения погрешности измерения угла рассогласования между двумя сельсинами (датчиком и приемником) — μ_0.

Раньше было показано, что для уменьшения величины угла рассогласования, вызванного погрешностями датчиков, необходимо увеличить передаточное отношение редукторов между валами датчиков, а также между задающим и выходным валами системы. Следует отметить, что при большом передаточном отношении $i_и$ увеличиваются люфты редуктора и угол рассогласования системы растет. Поэтому на практике при обычно при-

Таблица VI.2

Основные данные потенциометров[1]

Тип потенциометра	Размеры корпуса в *мм*		Количество оборотов щетки	Пределы изменения сопротивления в *ком*	Максимальная ошибка в %	Мощность рассеивания в *вт*	Масса в *г*
	диаметр	длина					
Тороидальный	22,0	19,5	1	0,01—50	2	3	14
То же	22,0	19,0	1	1—100	0,25	1,5	17
» »	33,5	22,8	1	5—30	0,25	2,8	57
» »	44,5	20,0	1	20—130	0,25	2,5	78
» »	44,5	25,4	1	5—65	0,15	3,4	85
Сдвоенный с коррекцией . .	70	82	1	20×40	0,15	5	300
Тороидальный	76	25,4	1	5—100	0,1	6,9	160
Многооборотный	46,5	51	3	25—450	0,05	6,9	129
То же	80	106	10	60— 1 500	0,01	20,6	480
» »	80	135	20	60— 7 000	0,04	21	520
» »	80	155	25	100—25 000	0,09	27,5	600
» »	80	155	40	100—25 000	0,09	27,5	600

[1] Таблица заимствована из книги Э. Н. Гитиса «Электрорадиоавтоматика». Госэнергоиздат, 1959.

Таблица VI.3

Основные данные сельсинов

Тип сельсина	Частота питающего тока в *гц*	Напряжение питания в *в*	Потребляемый ток из сети при холостом ходе в *а*	Выходное линейное напряжение холостого хода в *в*	Максимальная скорость вращения в *об/мин*	Масса в *г*	Угол рассогласования в комплекте сельсинов (не более) в *град*
КС-1 (датчик)	400	115	0,825	56—58,5	2000	700	±0,75
КС-2 (приемник)	400	57,5	0,088	56—58,5	2000	600	
КС-3 (датчик)	400	115	0,092	55±1	500	650	±1
КС-4 (приемник)	400	55	0,039	55±1	500	300	
СГС-1 (датчик)	400	115	2,5	90±2	300	2220	±1
СМС-1 (приемник) . . .	400	115	0,7	90±2	300	540	
СГСМ-1 (датчик)	400	115	0,185	58±2	1800	250	±0,5
СМСМ-1 (приемник) . .	400	115	0,08	58±2	500	150	
НЭД-101 (датчик) . . .	50	50	—	50	—	800	±0,5
НЭД-101 А (приемник) .	50	49	—	49	—	800	
БС-404А (датчик) . . .	50	110	0,45	49	500	1250	—
БС-405 (приемник) . . .	50	110	0,09	35	500	1200	

меняемых редукторах с цилиндрическими шестернями передаточное отношение i_u редко превышает 1 : 100.

Максимальный люфт редуктора датчика выходного устройства с тремя парами шестерен (см. фиг. VI.23), приведенный к

выходному валу системы, вычисляется по формуле

$$\delta_{л} = \delta_{л_3} + \frac{\delta_{л_2}}{i_3} + \frac{\delta_{л_1}}{i_2 \cdot i_3}, \qquad (VI.26)$$

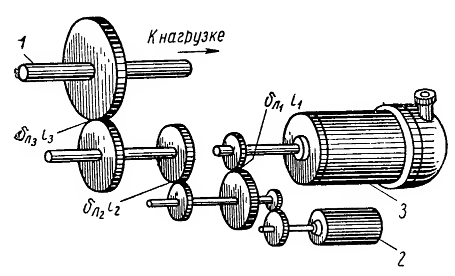
где $\delta_{л_1}$ — люфт в первой паре шестерен;

$\delta_{л_2}$ — люфт во второй паре шестерен;

$\delta_{л_3}$ — люфт в третьей паре шестерен;

i_1, i_2, i_3— передаточные отношения пар шестерен.

Для шестерен [1], изготовленных по 2-му классу точности, максимально допустимый люфт в каждой паре шестерен не должен превышать 6′ (угл. мин.), а для шестерен, изготовленных по 1-му классу, не более 2,3′ (угл. мин.). Если в редукторе (см. фиг. VI. 23) выбрать передаточные отношения между парами шестерен равными $i_1 = 3$, $i_2 = 4$ и $i_3 = 4$, то максимальное значение приведенного люфта будет



Фиг. VI.23. Кинематическая схема редуктора следящей системы:

1 — выходной вал; 2 — электродвигатель; 3 — сельсин-приемник.

$$\delta_{л_{max}} = 6 + \frac{6}{3} + \frac{6}{3 \cdot 4} = 8{,}5' \text{ (угл. мин.)}.$$

При различных углах поворота выходного вала люфты в зацеплении изменяются. На фиг. VI.24 показана зависимость суммарного люфта от угла поворота задающего вала, снятая экспериментально с сельсинного редуктора. Среднее значение приведенного люфта, как это следует из фиг. VI.24, не превышает 3,5 угл. мин. Получив среднее значение приведенного люфта редуктора сельсинов, нетрудно определить значение статической точности следящей системы. Из табл. 3 находим ошибку следования сельсинов КС-3 и КС-4, равную 1°. Следовательно, $\delta_0 = \frac{1 \cdot 60}{36} = 1{,}67'$ (угл. мин.). Зная значения параметров системы и момент трения якоря, по формуле (VI.25) находим значение $\delta_{м}$. Допустим, что параметры системы и M_n таковы, что $\delta_{м} = 1'$ (угл. мин.), тогда статическая ошибка следящей системы $\delta_m = 1 + 1{,}67 + 3{,}5 = 6{,}17'$ (угл. мин.).

На первом этапе проектирования следящих систем невозможно экспериментально определить приведенные значения люфтов в редукторе и их приходится вычислять по формулам.

---

[1] В данном случае рассматриваются лишь маломодульные шестерни, которые наиболее часто применяются в редукторах сельсинов или потенциометров.

Считая значения люфтов в парах случайными величинами, можно среднеквадратичное значение люфта на выходном валу редуктора (фиг. VI.23) определить по формуле

$$\text{СКО}\,\delta_{л_n} = \sqrt{[\text{СКО}\,\delta_{л_3}]^2 + \left[\frac{\text{СКО}\,\delta_{л_2}}{i_3}\right]^2 + \left[\frac{\text{СКО}\,\delta_{л_1}}{i_2 \cdot i_3}\right]^2},$$

где СКО$\delta_{л_1}$, СКО$\delta_{л_2}$, СКО$\delta_{л_3}$ — среднеквадратичные значения люфтов соответственно в первой, второй и третьей зубчатых парах редуктора.



Фиг. VI.24. Значения приведенных лифтов в редукторе в зависимости от угла поворота задающего вала.

В качестве примера вычислим значения СКО $\delta_{л_1}$ задающего и выходного редукторов следящей системы. Шестерни редукторов изготовлены по 2-му классу точности, а валы и корпус редуктора по 1-му классу точности. Шестерни, некорригированные с модулем $m = 0{,}5$ и передаточными отношениями $i_2 = 4$, $i_1 = i_3 = 3$. При этих параметрах редуктора СКО $\delta_л \approx 2'$ (угл. мин). Приняв СКО $\delta_{л\,1}$ = СКО $\delta_{л\,2}$ = СКО $\delta_{л\,3}$ = СКО $\delta_л$, вычислим среднеквадратичное значение люфта редуктора задающего устройства:

$$\text{СКО}\,\delta_{л_з} = \sqrt{2^2 + \left(\frac{2}{3}\right)^2 + \left(\frac{2}{3 \cdot 4}\right)^2} = 2{,}12' \text{ (угл. мин.).}$$

Имея в виду, что редуктор выходного устройства полностью идентичен редуктору задающего устройства, получим СКО $\delta_{л_в}$. Так как люфты в редукторах задающего и выходного устройств независимы друг от друга, то приведенное среднеквадратичное значение люфта обоих редукторов будет

$$\text{СКО}\,\delta_{\Sigma} = \sqrt{(\text{СКО}\,\delta_{л_з})^2 + (\text{СКО}\,\delta_{л_в})^2}\,.$$

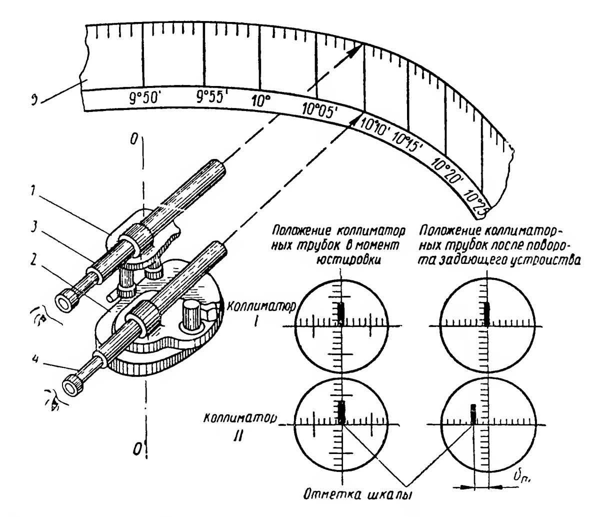
Для нашего примера получим

$$\text{СКО}\,\delta_{л_\Sigma} = 2{,}98' \text{ (угл. мин).}$$

Следовательно, статическая ошибка следящей системы, имеющей два редуктора, будет $\delta_m = 1 + 1{,}67 + 2{,}98 = 5{,}65'$ (угл. мин).

В процессе макетной отработки следящей системы можно экспериментально определить среднее значение приведенных люфтов в редукторах и уточнить характеристики точности следящей системы.

Значение угла рассогласования $\delta_м$ можно определить и экспериментально с помощью высокоомного вольтметра, подключенного к клеммам ротора сельсина-приемника (или выходного потенциометра). При этом ротор сельсина-датчика или ползунок задающего потенциометра будем поворачивать до тех пор, пока



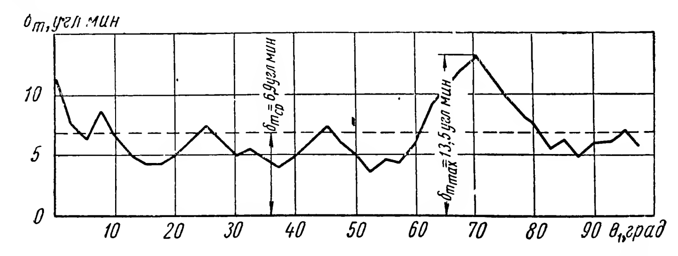
Фиг. VI.25. Схема установки для замеров углов статического рассогласования приборных позиционных следящих систем.

выходной вал системы не тронется с места. Очевидно, напряжение рассогласования, протарированное в градусах, которое снимается с вольтметра, и есть угол рассогласования $\delta_м$. Иногда величину $\delta_м$ называют углом трогания следящей системы.

Угол статического рассогласования в следящих системах δ_m измеряется с помощью специальной установки. Общий вид установки в схематическом виде показан на фиг. VI.25.

Задающее устройство *1* следящей системы и ее привод *2* устанавливаются на специальной установке таким образом, чтобы центры вращения задающего и выходного валов находились на одной вертикальной оси *OO'*. На довольно значительном расстоянии от установки закрепляется шкала *5*. Оптические коллиматорные трубки *3* и *4* устанавливаются на входном и выходном валах системы. Перед началом замеров в редукторах системы выбираются люфты, и коллиматорные трубки юстируются с высокой степенью точности микрометрическими винтами (положение коллиматорных трубок в момент юстировки показано на фиг. VI.25).

После этого оператор установки поворачивает входной вал задающего устройства до тех пор, пока перекрестие коллиматора *I* не совместится с большим делением шкалы. Оператор с трубки коллиматора *II* считывает суммарный угол рассогласования δ_m. Положения коллиматорных трубок, соответствующие моменту считывания угла δ_m, также показаны на фиг. VI.25. Далее оператор поворачивает задающее устройство к следующей метке и снова считывает показания шкалы с трубки коллиматора *II*. После многократного выполнения этих операций может быть получена зависимость статического угла поворота задающего устройства. Эта зависимость для приборной следящей системы, имеющей $i_u = 36$ и $i_p = 300$, показана на фиг. VI.26.



Фиг. VI.26. Значения углов статического рассогласования приборной позиционной следящей системы от угла поворота задающего устройства.

Как видно из фиг. VI.26, угол статического рассогласования δ_m изменяется в значительных пределах. Непостоянство изменения угла рассогласования системы в зависимости от положения задающего вала объясняется непостоянством момента трения и люфтов в редукторах. Ввиду значительных изменений δ_m от угла поворота θ_1 оценку статической точности следящей системы приходится производить по двум параметрам: максимальному углу рассогласования $\delta_{m\,max}$ и среднему углу рассогласования $\delta_{m\,ср}$. Для рассматриваемого нами примера (см. фиг. VI.26) $\delta_{m\,max} = 13{,}5'$ (угл. мин.) и $\delta_{m\,ср} = 6{,}9'$ (угл. мин.).

Относительно большие значения углов рассогласования в промышленных приборных следящих системах, порядка $\delta_л + \delta_0 = (4{,}0 \div 7{,}0)$ угл. мин., вызываемые люфтами и погрешностями датчиков, в значительной степени определяют необходимые коэффициенты усиления агрегатов системы. Требовать больших значений коэффициентов усиления агрегатов системы для обеспечения малых углов рассогласования от действия моментов нагрузки $\delta_м$ нерационально, так как статические ошибки системы в основном будут определяться углами рассогласования от люфтов и от погрешностей входного и выходного датчиков. Для обычных приборных следящих систем общего назначения можно принимать средние значения статической ошибки порядка $\delta_{m\,ср} = (5 \div 10)$ угл. мин.

В высококачественных приборных следящих системах с редукторами довольно высокой точности можно получить значения статического угла рассогласования $\delta_{m\,ср}$ порядка 2′ (угл. мин.) при угле рассогласования $\delta_м = 0{,}5'$ (угл. мин.).

Как было показано раньше, кинематический угол рассогласования следящей системы определяется по формуле

$$\delta_\omega = \frac{1}{D_\omega}\omega_1 + \delta_m, \qquad (VI.27)$$

где D_ω — коэффициент добротности следящей системы по скорости *1/сек*;

$$D_\omega = \frac{k_y k_s k_м i_u}{(k_v R_g + k_e k_м)\, i_p}. \qquad (VI.28)$$

Из формулы (VI.27) видно, что чем больше величина коэффициента добротности системы по скорости, тем меньше кинематический угол рассогласования. Добротность системы по скорости падает с увеличением вязкого трения, омического сопротивления якоря электродвигателя, коэффициента противо-э. д. с. и передаточного числа редуктора. Увеличение коэффициентов усиления датчиков угла рассогласования, электронного усиления и передаточного отношения редуктора к датчикам угла рассогласования приводит к росту коэффициента добротности. Заметим, что при проектировании следящей системы не следует увеличивать значение коэффициента добротности D_ω за счет уменьшения коэффициента противо-э. д. с., так как при этом возрастает угол рассогласования от действия момента трения. Это видно из того, что коэффициент противо-э. д. с. и моментная постоянная электродвигателя связаны между собой следующим соотношением:

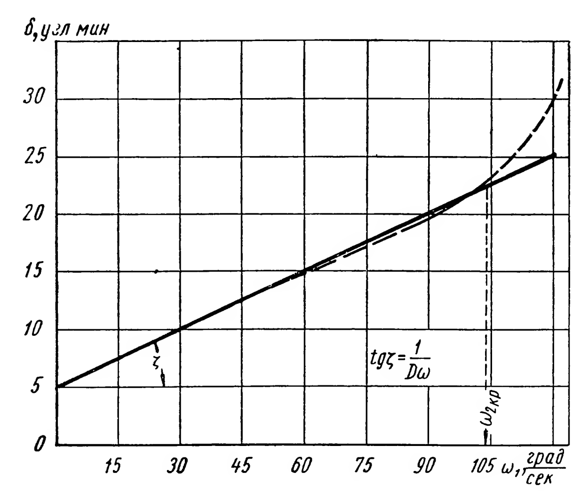
$$k_e = 9{,}81 k_м. \qquad (VI.29)$$

Вычислим значение коэффициента добротности следящей системы с электродвигателем постоянного тока ДП мощностью 4 *вт*. Если принять коэффициент противо-э. д. с. для электродвигателя ПД равным $2{,}25 \cdot 10^{-1}$ *в · сек/рад*, то коэффициент добротности системы

$$D_\omega = \frac{6\cdot 100\cdot 7\cdot 10^{-3}\cdot 30}{(1\cdot 10^{-6}\cdot 200 + 2{,}25\cdot 10^{-1}\cdot 7\cdot 10^{-3})\cdot 200} = 350\,\frac{1}{сек}.$$

Располагая значениями D_ω, нетрудно вычислить по формуле (VI.27) и построить зависимость кинематического угла рассогласования от угловой скорости вращения выходного вала. Эта зависимость построена сплошной линией на фиг. VI.27. Из фиг. VI.27 видно, что обратное значение тангенса угла наклона характеристики кинематической точности равно коэффициенту добротности следящей системы по скорости. На фиг. VI.27 пунктиром построена экспериментально снятая характеристика

кинематической точности приборной следящей системы с электродвигателем ПД-3. Линейность экспериментально снятой характеристики кинематической точности нарушается при некотором значении угловой скорости $\omega_{2\,кр}$, называемой критической. Нарушение линейности связано с насыщением электронного усилителя при углах рассогласования, бо́льших 20′ (угл. мин.).



Фиг. VI.27. Характеристика кинематической точности приборной следящей системы с электродвигателем, управляемым изменением тока якоря.

Оптимальное значение передаточного отношения i_p при заданных параметрах электродвигателя M_n и ω_2 определяется по формуле

$$i_{p_{onm}} = \sqrt{\frac{R_g}{k_v R_g + k_e k_м} \cdot \frac{M_n}{\omega_2}}. \qquad (VI.30)$$

Вычисленное значение $i_{p_{onm}}$ дает минимум угла рассогласования системы при постоянной скорости вращения выходного вала.

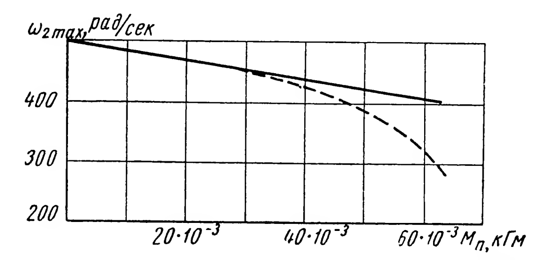
Максимальную угловую скорость вращения выходного вала $\omega_{2\max}$ можно найти, исключив ток $i_{Дв}$ из зависимостей (VI.20) и (VI.23). В результате чего получим выражение максимальной скорости вращения вала следящей системы в виде

$$\omega_{2\max} = \frac{k_м u_{Дв\max} - \frac{R_g}{i_p} M_n}{i_p (k_v R_g + k_e k_м)}, \qquad (VI.31)$$

где $u_{Дв\max}$ — максимальное напряжение питания якоря электродвигателя.

Подставив соответствующие значения параметров следящей системы в выражение (VI.31) и задавшись различными моментами трения движения, получим характеристику максимальной угловой скорости вращения выходного вала в *рад/сек*. Эта зависимость для $u_{Дв\max} = 100$ *в* приведена на фиг. VI.28.

В приборных следящих системах из-за износа редукторов и загрязнения смазки с течением времени происходит значительное увеличение момента трения движения. А при больших значениях момента трения линейность зависимости $M_n = f(i_{Дв})$ нарушается и коэффициент $k_м$ резко падает, что приводит к значительному уменьшению максимальной угловой скорости выходного вала следящей системы (см. пунктирную линию на



Фиг. VI.28. Зависимость максимальной угловой скорости вращения выходного вала следящей системы от момента нагрузки.

фиг. VI.28). Для построения этой зависимости была использована формула (VI.31), в которую введено значение k_e из соотношения (VI.29), т. е.

$$\omega_{2\max} = \frac{k_м}{i_p(k_v R_g + 9{,}81 k_м^2)} \cdot u_{Дв\max} - \frac{\frac{R_g}{i_p}}{i_p(k_v R_g + 9{,}81 k_м^2)} \cdot M_n. \quad (VI.32)$$

Так как процесс движения выходного вала при минимальных скоростях происходит скачкообразно (за счет изменения момента трения), то определение $\omega_{2\min}$ следует производить с учетом динамических свойств следящей системы.

б) Следящие системы с электродвигателями независимого возбуждения, управляемыми по току возбуждения

Рассмотрим статические и кинематические характеристики этих следящих систем. Для этого воспользуемся схемой следящей системы, показанной на фиг. VI.6, *б*. Как видно из схемы, напряжение на обмотке возбуждения электродвигателя $u_в$ зависит от угла рассогласования следящей системы $\delta(t)$, т. е.

$$u_в = k_s k_y i_u \delta(t) \pm k_s k_y \mu_0, \quad (VI.33)$$

где k_s, k_y — коэффициенты усиления электронного усилителя и датчиков угла рассогласования.

Ток в обмотке возбуждения электродвигателя

$$i_в = \frac{u_в}{R_в}. \qquad (VI.34)$$

Как известно, крутящий момент электродвигателя, управляемого током в обмотке возбуждения, пропорционален величине этого тока, т. е.

$$M_{Дв} = k_в i_в, \qquad (VI.35)$$

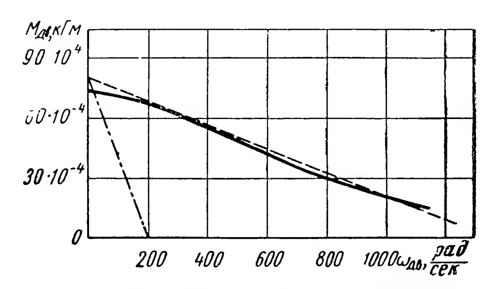
где $k_в$ — коэффициент пропорциональности.

Для установившегося движения вала электродвигателя

$$M_п = M_{Дв} - k_v \omega_{Дв}. \qquad (VI.36)$$

У электродвигателей, управляемых изменением тока в обмотке возбуждения, коэффициент k_v должен быть достаточно малым, иначе при изменении скорости его вращения ток в обмотке якоря будет изменяться. А при изменении тока не будет осуществляться плавное регулирование скорости вращения якоря. При значительном увеличении сопротивления в цепи якоря и соответствующем росте питающего напряжения можно получить вполне удовлетворительные механические характеристики электродвигателя.

На фиг. VI.29 сплошной линией показана механическая характеристика электродвигателя ЭДП-5 мощностью 5 *вт*, управляемого изменением тока в обмотке возбуждения при включении в цепь якоря балластного $R_{доп}$ сопротивления. Штриховыми линиями выполнена линейная аппроксимация механической характеристики. Для нее получим, что коэффициент вязкого трения в электродвигателе будет



Фиг. VI.29. Механические характеристики электродвигателя постоянного тока типа ЭДП-5, управляемого изменением тока в обмотке возбуждения.

$$k_v = 0{,}4 \cdot 10^{-6}\ кГ \cdot м \cdot сек/рад.$$

Если исключить последовательное сопротивление из цепи якоря электродвигателя и подать напряжение питания к якорю в 6 раз меньше, чем в ранее рассмотренном случае, то коэффициент k_v возрастет в несколько раз и будет равен $3 \cdot 10^{-6}$ *кГ · м · сек/рад*. Механическая характеристика, соответствующая этому значению, изображена на фиг. VI.29 штрих-пунктиром.

Подставив выражение (VI.35) в формулу (VI.36), получим

$$k_в i_в = \frac{M_n}{i_p} + k_v i_p \omega_2. \qquad (VI.37)$$

Пользуясь уравнениями (VI.33), (VI.34) и (VI.24), можно вычислить значение угла рассогласования следящей системы в установившемся состоянии с электродвигателем, управляемым путем изменения тока в обмотке возбуждения, т. е.

$$\delta = \frac{R_в}{k_y k_s k_в i_u i_p} M_n + \frac{k_v R_в i_p}{k_y k_s k_в i_u} \omega_1 + \delta_{\partial p} + \frac{\mu_0}{i_u} + \delta_л. \qquad (VI.38)$$

Угол статического рассогласования в следящей системе будет

$$\delta_m = \frac{R_в}{k_y k_s k_в i_u i_p} M_n + \delta_{\partial p} + \frac{\mu_0}{i_u} + \delta_л. \qquad (VI.39)$$

Кинематический угол рассогласования следящей системы может быть вычислен по формуле

$$\delta_\omega = \frac{k_v R_в i_p}{k_y k_s k_в i_u} \omega_1, \qquad (VI.40)$$

из которой видно, что коэффициент добротности системы по скорости обратно пропорционален произведению величин $k_v \cdot R_в$.

Несмотря на малые значения коэффициента вязкого трения k_v, в следящих системах с управлением по току в обмотке возбуждения нельзя достигнуть существенного уменьшения величины $k_v \cdot R_в$ в связи с значительным увеличением сопротивления обмотки возбуждения $R_в$. Поэтому в подобного рода следящих системах получить значение коэффициента добротности по скорости $D_\omega > 1500$ $1/сек$ достаточно трудно [4].

В качестве примера определим по формуле (VI.38) угол рассогласования в следящей системе при моменте нагрузки на выходном валу $M_n = 0{,}02$ *кГ·м* и угловой скорости вращения выходного вала $\omega_1 = 30$ *град/сек*.

Приняв параметры системы равными:

$$k_y = 57{,}3 \ в/рад; \quad i_u = 36;$$

$$k_s = 8;$$

$$k_в = 0{,}05 \ кГ \cdot м/а; \quad i_p = 400;$$

$$k_v = 0{,}4 \cdot 10^{-6} \ кГ \cdot м \cdot сек/рад; \quad \mu_0 = 0{,}30°;$$

$$R_в = 8000 \ ом; \quad \delta_л = 0{,}05°,$$

получим $\delta = 7{,}9'$ (угл. мин.).

Максимальная установившаяся угловая скорость вращения выходного вала следящей системы с электродвигателем, управ-

ляемым изменением тока в обмотке возбуждения, может быть вычислена по формуле

$$\omega_{2max} = \frac{k_в u_{вmax} - \frac{M_n R_в}{i_p}}{k_v i_p R_в}. \qquad (VI.41)$$

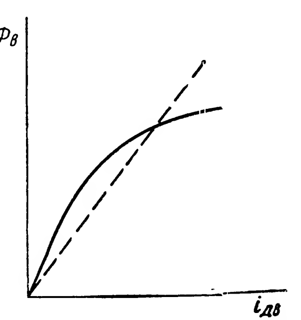
Характеристики ω_{2max} в зависимости от $u_{вmax}$ и M_n аналогичны характеристикам, приведенным на фиг. VI.28.

в) Следящая система с электродвигателем последовательного возбуждения

По схеме, представленной на фиг. VI.6, *в*, составим уравнения статических и кинематических характеристик этой следящей системы.

Для простоты будем считать, что суммарная погрешность устройств, измеряющих угол рассогласования, равна нулю ($\mu_0 = 0$) и напряжение, подаваемое на электродвигатель, пропорционально углу рассогласования. Тогда

$$u_{Дв} = k_y k_s i_u \delta(t).$$



Фиг. VI.30. Типовая зависимость магнитного потока возбуждения от тока (для электродвигателя с последовательным возбуждением).

В свою очередь, напряжение, приложенное к якорю электродвигателя, можно представить в следующем виде:

$$u_{Дв} = k'_в i_{Дв} i_p \omega_2 + i_{Дв}(R_g + R_в), \qquad (VI.42)$$

где $R_в$ — сопротивление последовательной обмотки возбуждения электродвигателя.

Для установившегося движения якоря электродвигателя уравнение моментов запишем в виде

$$\frac{M_n}{i_p} = M_{Дв} - k'_v i_p \omega_2, \qquad (VI.43)$$

где k'_v — момент скоростного трения редуктора, щеток электродвигателя и т. д.

Момент $M_{Дв}$ электродвигателя пропорционален току i_g:

$$M_{Дв} = c_м \Phi_в i_{Дв}, \qquad (VI.44)$$

где $c_м$ — постоянная электродвигателя;

$\Phi_в$ — магнитный поток возбуждения электродвигателя.

Типовая зависимость магнитного потока возбуждения от тока электродвигателя показана на фиг. VI.30. Аппроксимируя эту нелинейную характеристику прямой, получим

$$\Phi_в = \alpha i_{Дв}, \qquad (VI.45)$$

где α — крутизна наклона аппроксимированной характеристики.

Подставив формулу (VI.45) в формулу (VI.44), а затем полученное выражение в формулу (VI.43), получим

$$i_{Дв} = \sqrt{\frac{\frac{M_n}{i_p} + k_v' i_p \omega_2}{k_м'}}, \qquad (VI.46)$$

где

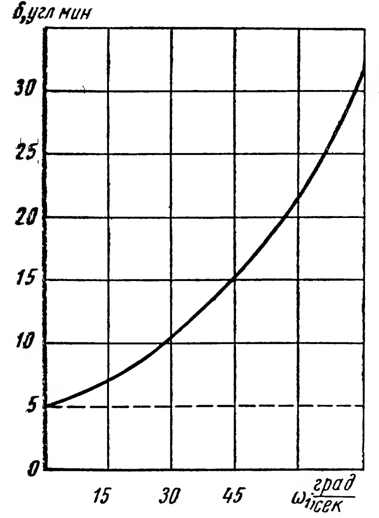
$$k_м' = c_м \alpha.$$

Следовательно,

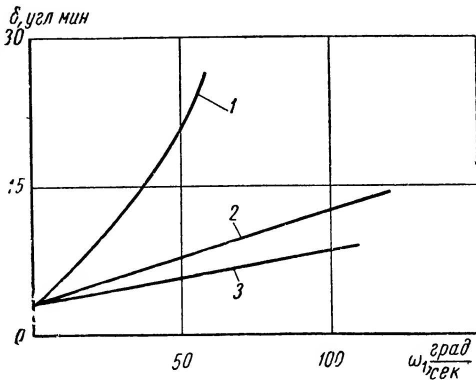
$$\delta = \left[\frac{k_e' i_p \omega_1 + (R_g + R_в)}{k_y k_s i_u}\right] \sqrt{\frac{\frac{M_n}{i_p} + k_v' i_p \omega_2}{k_м'}} \qquad (VI.47)$$

Из формулы (VI.47) получим зависимость для определения угла рассогласования от действия момента нагрузки в виде

$$\delta_м = \frac{(R_g + R_в)}{k_y k_s i_u} \sqrt{\frac{M_n}{i_p k_м'}}. \qquad (VI.48)$$



Фиг. VI.31. Характеристика кинематической точности приборной следящей системы с электродвигателем последовательного возбуждения.



Фиг. VI.32. Характеристики кинематической точности позиционных приборных следящих систем с различными типами электродвигателей:

1 — для электродвигателя, управляемого изменением тока в обмотке возбуждения; 2 — для электродвигателя, управляемого изменением тока якоря; 3 — для электродвигателя последовательного возбуждения.

Примем, что в следящей системе в качестве привода используется электродвигатель типа СМ-5, нагруженный моментом $M_n = 0{,}02$ $кГ \cdot м$ через редуктор $i_p = 400$. Тогда при $k_y =$

$= 57{,}3$ *в/рад*, $k_s = 10$ и $i_u = 36$ получим угол рассогласования

$$\delta_м = 0{,}4' \text{ (угл. мин).}$$

Для получения характеристики кинематической точности системы воспользуемся формулой (VI.47). При $k'_v = 30 \cdot 10^{-5}$ *кГ·м·сек/рад* и $M_n = 0{,}02$ *кГ·м* получим $\delta_\omega = f(\omega_1)$. Соответствующая зависимость показана на фиг. VI.31. Из фиг. VI.31 видно, что угол рассогласования в следящей системе, имеющей электродвигатель с последовательной обмоткой возбуждения, сильно увеличивается с ростом угловой скорости выходного вала. На фиг. VI.32 показаны характеристики кинематической точности следящих систем с различными типами электродвигателей. Наилучшие характеристики кинематической точности обеспечивают электродвигатели с управлением по току возбуждения или току якоря.

6. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЗИЦИОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Динамические характеристики следящей системы определяются по уравнениям переходных процессов в элементах системы или по их передаточным функциям.

а) Система с электродвигателем независимого возбуждения, управляемым по току якоря

Пренебрегая постоянной времени и статической погрешностью, запишем уравнение датчиков углов рассогласования[1] в виде уравнения (VI.18).

$$u_c = k_y i_u \delta(t). \qquad \text{(VI.49)}$$

Дифференциальное уравнение, описывающее переходные процессы в электронном (тиратронном) усилителе, можно представить в следующем виде:

$$T_s \frac{du_{Дв}}{dt} + u_{Дв} = k_s u_c, \qquad \text{(VI.50)}$$

где T_s — постоянная времени электронного (тиратронного) усилителя.

Уравнение переходных процессов в цепи якоря электродвигателя

$$u_{Дв} = R_g i_{Дв} + L_g \frac{di_{Дв}}{dt} + k_e \frac{d\theta_{Дв}}{dt}, \qquad \text{(VI.51)}$$

где L_g — индуктивность обмотки якоря электродвигателя.

---

[1] Постоянная времени потенциометрических датчиков и сельсинов $T \leq 0{,}0001$ *сек*, поэтому при рассмотрении динамических процессов в следящих системах постоянной времени T можно пренебрегать.

Уравнение движения вала электродвигателя

$$J_\Sigma \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} + k_v \frac{d\theta_{Дв}}{dt} + \frac{M_n}{i_p} = k_м i_{Дв}, \qquad \text{(VI.52)}$$

где J_Σ — приведенный к валу электродвигателя момент инерции всех подвижных частей, связанных с выходным валом;

M_n — момент нагрузки (в общем случае M_n представляет собой функцию от времени t).

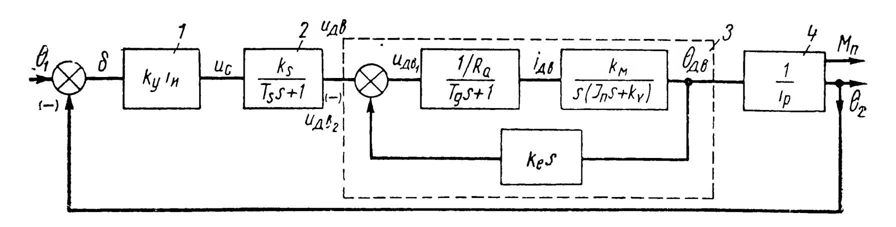
Приведение момента инерции к валу электродвигателя выполняется по следующей формуле:

$$J_\Sigma = J_{Дв^\nu} + \frac{J_n}{i_p^2}, \qquad \text{(VI.53)}$$

где $J_{Дв}{}^\nu$ — момент инерции якоря электродвигателя совместно с моментом инерции первых шестерен редуктора;

J_n — момент инерции всех остальных подвижных частей, соединенных с выходным валом следящей системы.

Применив к уравнениям (VI.49)—(VI.52) преобразование Лапласа, получим значения соответствующих предаточных функций для агрегатов следящей системы. Пользуясь передаточными функциями, составим структурную схему.



Фиг. VI.33. Структурная схема приборной позиционной следящей системы (без корректирующих устройств):

1 — датчик угла рассогласования; *2* — электронный (тиратронный) усилитель; *3* — электродвигатель; *4* — редуктор.

Структурная схема следящей системы приведена на фиг. VI. 33. Каждый из элементов схемы обозначен соответствующим значением его передаточной функции. Для удобства дальнейших вычислений передаточную функцию электродвигателя (на структурной схеме заключена в пунктирный прямоугольник) представим в следующем виде:

$$W_{Дв}(s) = \frac{k_{Дв}}{s(T^2 s^2 + 2\xi T s + 1)}, \qquad \text{(VI.54)}$$

где

$$k_{Дв} = \frac{k_м}{R_a k_v + k_м k_e};$$

$$T = \sqrt{\frac{J_\Sigma \cdot R_g T_g}{R_g k_v + k_м k_e}};$$

$$T_g = \frac{L_g}{R_g};$$

$$\xi = \frac{T_{Дв}\left(1 + \frac{k_v}{J_\Sigma} T_g\right)}{2\sqrt{T_{Дв} T_g}};$$

$$T_{Дв} = \frac{J_\Sigma R_g}{R_g k_v + k_м k_e}.$$

Величина $T_{Дв}$ называется электромеханической постоянной времени.

Обозначим через T' выражение $\frac{k_v}{J_\Sigma}$ и найдем условие, при котором корни знаменателя в формуле (VI. 54) вещественны.

Очевидно, что это условие выражается следующим неравенством:

$$T_{Дв}\left(1 + \frac{T_g}{T'}\right)^2 \geqslant 4T_g. \qquad (VI.55)$$

Для большинства электродвигателей постоянного тока с управлением по цепи якоря электромеханическая постоянная времени $T_{Дв}$ изменяется в пределах от 0,05 до 0,2 *сек*. Электромагнитная постоянная времени T_g изменяется в пределах от 0,008 до 0,001 *сек*.

При постоянной времени T', изменяющейся в пределах от 2 до 12 *сек*, неравенство (VI.55) всегда удовлетворяется. Постоянные времени электродвигателя постоянного тока T_{I} и T_{II} связаны с его параметрами следующими формулами:

$$\left.\begin{aligned} T_{\text{I}} &= \frac{T_{Дв}\left(1 + \frac{T_g}{T'}\right)}{2}\left[1 + \sqrt{1 - 4\frac{T_g}{T_{Дв}\left(1 + \frac{T_g}{T'}\right)^2}}\right]; \\ T_{\text{II}} &= \frac{T_{Дв}\left(1 + \frac{T_g}{T'}\right)}{2}\left[1 - \sqrt{1 - 4\frac{T_g}{T_{Дв}\left(1 + \frac{T_g}{T'}\right)^2}}\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (VI.56)$$

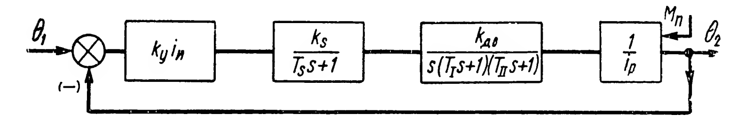
Для предельных значений параметров $T_{Дв}$, T_g и T' имеем

$$T_{\text{I}} = (0{,}049 \div 0{,}19)\ сек;$$

$$T_{\text{II}} = (0{,}001 \div 0{,}008)\ сек.$$

Заменив ряд структурных элементов электродвигателя передаточной функцией $W_{Дв}(s)$, получим окончательный вид структурной схемы системы, который показан на фиг. VI.34. С помощью этой структурной схемы можно найти передаточную функцию разомкнутой системы

$$W'(s) = \frac{\frac{k_y k_s k_{Дв} i_u}{i_p}}{s(T_I s + 1)(T_{II} s + 1)(T_s s + 1)}. \qquad (VI.57)$$



Фиг. VI.34. Преобразованная структурная схема приборной позиционной следящей системы.

Подставим в выражение (VI.57) вместо оператора s значение $j\omega$ и построим для крайних значений параметров T_I и T_{II} логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой системы. На фиг. VI.5 эти характеристики показаны штриховой линией при

$$D_\omega = \frac{k_y k_s k_{Дв} i_u}{i_p}.$$

Как видно из фиг. VI.35, следящая система в замкнутом виде при этих значениях параметров является неустойчивой. Для достижения устойчивости можно применить, например, последовательные корректирующие устройства. Передаточная функция одного из этих корректирующих устройств будет

$$W_к(s) = L_o \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}, \qquad (VI.58)$$

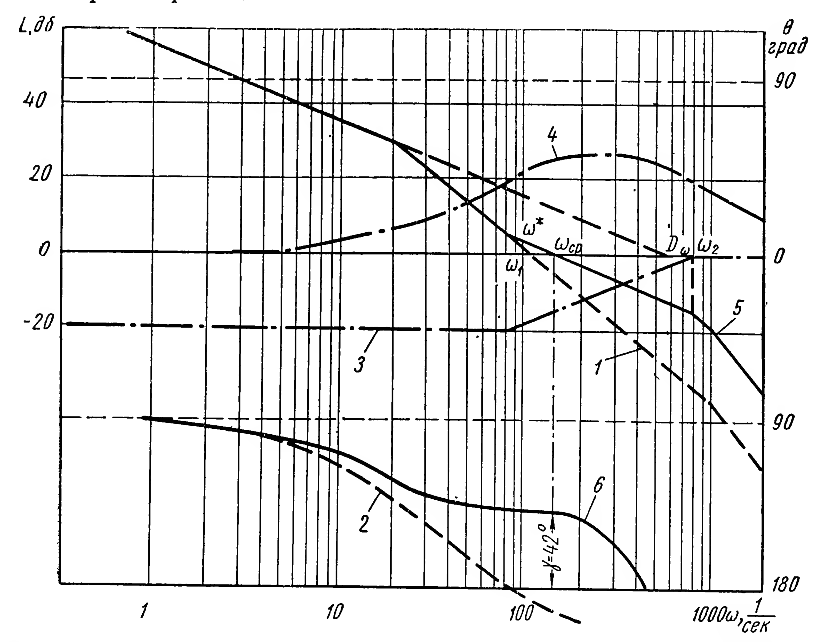
где

$$L_0 < 1;$$
$$T_2 = L_0 T_1.$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики корректирующего устройства показаны на фиг. VI.25 штрих-пунктирными линиями.

Введение последовательного корректирующего устройства фазоопережающего типа уменьшает коэффициент усиления разомкнутой системы. И для сохранения требуемой добротности системы по скорости необходимо ввести в электронный усилитель дополнительный каскад с коэффициентом усиления, равным $\frac{1}{L_0}$.

Результирующие амплитудные и фазовые частотные характеристики показаны на фиг. VI.35 жирными сплошными линиями. Из рассмотрения характеристик следует, что система в замкнутом виде устойчива. При частоте среза $\omega_{cp} = 120$ *1/сек* обеспечивается запас устойчивости по фазе $\gamma = 42°$. Увеличение частоты среза приводит к повышению динамических качеств систе-



Фиг. VI.35. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой приборной следящей системы:

1 — амплитудная характеристика для системы без корректирующего устройства; *2* — фазовая характеристика для системы без корректирующего устройства; *3* — амплитудная характеристика последовательного корректирующего устройства; *4* — фазовая характеристика последовательного корректирующего устройства; *5* — амплитудная характеристика для системы с последовательным корректирующим устройством; *6* — фазовая характеристика для системы с последовательным корректирующим устройством.

мы и расширению полосы ее пропускания. На фиг. VI.36,*а* показана вещественная частотная характеристика замкнутой системы $P(\omega)$, а характеристики переходного процесса $\theta_2(t)$ при мгновенной отработке наперед заданного угла рассогласования $\theta_1 = 1°$ — на фиг. VI.36, *б*. При выбранном $\theta_1 = 1°$ следящая система является линейной и время протекания в ней переходного процесса составляет 0,1 *сек* при максимуме перерегулирования $\sigma_{\max} = 28\%$. Динамический угол рассогласования в системе может быть вычислен по известной из теории автоматического регулирования приближенной формуле

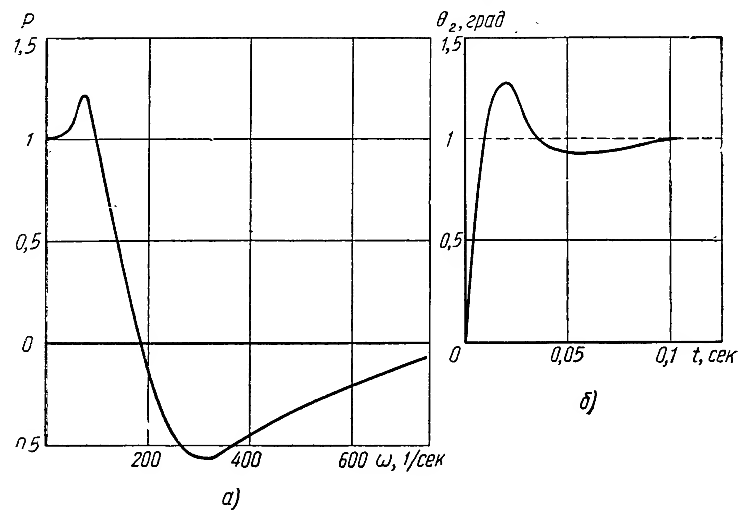
$$\delta = \frac{1}{D_\omega}\omega_1 + \frac{1}{D_\varepsilon}\varepsilon_1, \qquad \text{(VI.59)}$$

где ω_1 — угловая скорость задающего вала в *град/сек*;

ε_1 — угловое ускорение задающего вала в *град/сек²*;

D_ω и D_ε — коэффициенты добротности следящей системы по скорости и ускорению.

Коэффициент добротности системы по ускорению может быть найден по логарифмической амплитудной характеристике разомкнутой системы $W(j\omega)$. Продолжив низкочастотную часть логарифмической амплитудной характеристики системы, имеющей



Фиг. VI.36. Характеристика приборной следящей системы:

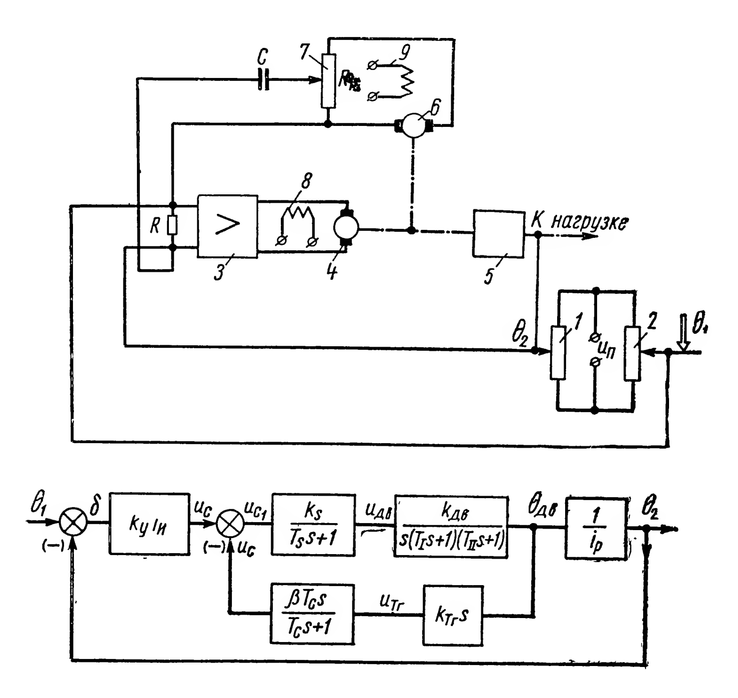
а — вещественная частотная характеристика замкнутой системы; *б* — переходный процесс отработки наперед заданного угла рассогласования = 1°.

наклон — 40 *дб/дек* до оси частот, получим частоту ω^*. Квадрат этой частоты приблизительно равен коэффициенту добротности системы по ускорению. Из фиг. VI.35 видно, что $\omega^* = 105$ *1/сек*, следовательно, $D_\varepsilon = 11\,025$ *1/сек²*. Зная коэффициенты добротности D_ω и D_ε, вычислим предельные значения динамической ошибки системы. Положим, что в технических требованиях на следящую систему заданы $\omega_{1max} = 30$ *град/сек* и $\varepsilon_{1max} = 60$ *град/сек²*, тогда по формуле (VI.59) для системы найдем угол рассогласования

$$\delta = \frac{1}{600}30 + \frac{1}{11025}60 = 0{,}055^\circ.$$

Рассмотренная следящая система с последовательным корректирующим устройством является широкополосной и восприимчивой к различного рода шумам (помехам), что делает невозможным ее применение в радиолокационной технике и счетно-решающих устройствах с электронными усилителями постоянного тока и некоторых других системах.

С целью уменьшения влияния шумов на работу следящих систем при сохранении высокой точности отработки выходного сигнала по скорости применяются параллельные корректирующие устройства. Корректирующие устройства этого типа позволяют также уменьшить влияние нелинейностей и нестабильности



Фиг. VI.37. Позиционная следящая система с параллельным корректирующим устройством:

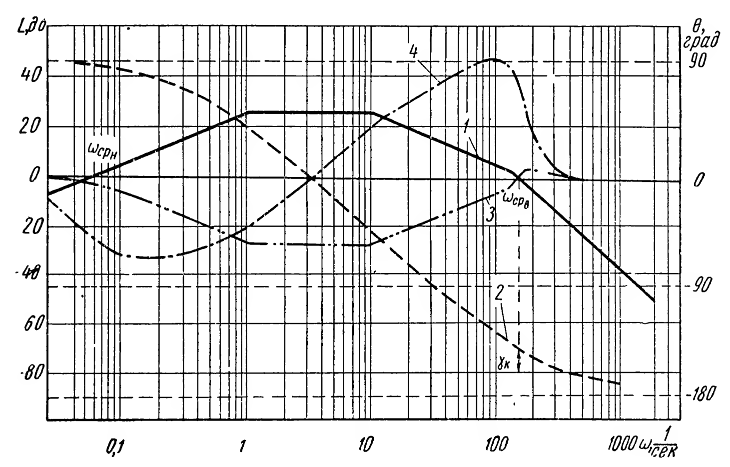
а — принципиальная (упрощенная) схема; *б* — структурная схема: *1* — задающий потенциометр; *2* — потенциометр на выходе; *3* — электронный усилитель; *4* — электродвигатель; *5* — редуктор; *6* — тахогенератор; *7* — потенциометр корректирующего устройства; *8* — обмотка возбуждения двигателя; *9* — обмотка возбуждения тахогенератора; *С* и *R* — конденсатор и сопротивление четырехполюсника корректирующего устройства.

отдельных агрегатов на основные характеристики следящей системы. В параллельных корректирующих устройствах следящих систем наряду с четырехполюсниками типа *RC* применяются тахогенераторы постоянного тока. Схема включения тахогенератора в параллельное корректирующее устройство следящей системы показана на фиг. VI.37,*а*. Напряжение, снимаемое с якоря тахогенератора, пропорционально угловой скорости вращения электродвигателя, т. е.

$$u_{Тг} = k_{Тг} \frac{d\theta_{Дв}}{dt}. \qquad (VI.60)$$

Напряжение тахогенератора через потенциометр поступает на простейший дифференцирующий фильтр. Потенциометр изменяет напряжение обратной связи u_c в β раз ($\beta < 1$). Передаточная функция параллельного корректирующего устройства может быть записана в следующем виде:

$$W_{\kappa}(s) = \frac{U_{c_0}(s)}{\theta_{Дв}(s)} = \frac{k_{Tг}\beta T_c s^2}{T_c s + 1}. \qquad (VI.61)$$



Фиг. VI.38. Амплитудные и фазовые частотные характеристики внутреннего контура приборной следящей системы с параллельным корректирующим устройством:

1, 2 — соответственно амплитудная $|W_a|$ и фазовая θ_a характеристики разомкнутого контура; *3, 4* — соответственно амплитудная и фазовая характеристики замкнутого контура.

Структурная схема следящей системы с параллельным корректирующим устройством изображена на фиг. VI.37,*б*. По структурной схеме нетрудно найти передаточную функцию разомкнутой системы

$$W(j\omega) = \frac{K_в W_в(j\omega)}{1 + K_a W_a(j\omega)}, \qquad (VI.62)$$

где

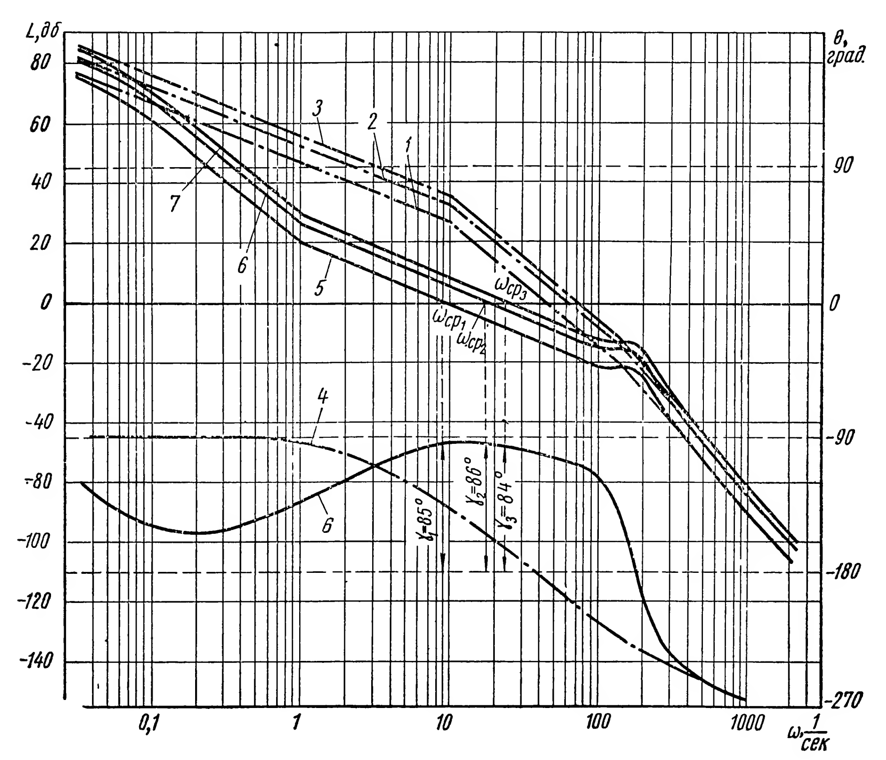
$$W_в(j\omega) = \frac{\dfrac{k_y t_u k_s k_{Дв}}{i_p}}{j\omega(T_{\mathrm{I}} j\omega + 1)(T_{\mathrm{II}} j\omega + 1)(T_s j\omega + 1)};$$

$$W_a(j\omega) = \frac{k_s k_{Дв} k_{Tг} \beta T_c j\omega}{(T_c j\omega + 1)(T_{\mathrm{I}} j\omega + 1)(T_{\mathrm{II}} j\omega + 1)(T_s j\omega + 1)}.$$

Выберем постоянную времени корректирующего устройства $T_c = 1{,}0$ *сек* и построим логарифмические амплитудную и фазо-

вые частотные характеристики по передаточной функции (VI.62) для трех значений добротности $D_{\omega_1} = 600\ 1/сек$, $D_{\omega_2} = 400\ 1/сек$ и $D_{\omega_3} = 200\ 1/сек$.

На фиг. VI.38 показаны амплитудная $W_a(j\omega)$ и фазовая $\theta_a(\omega)$ частотные характеристики внутреннего разомкнутого



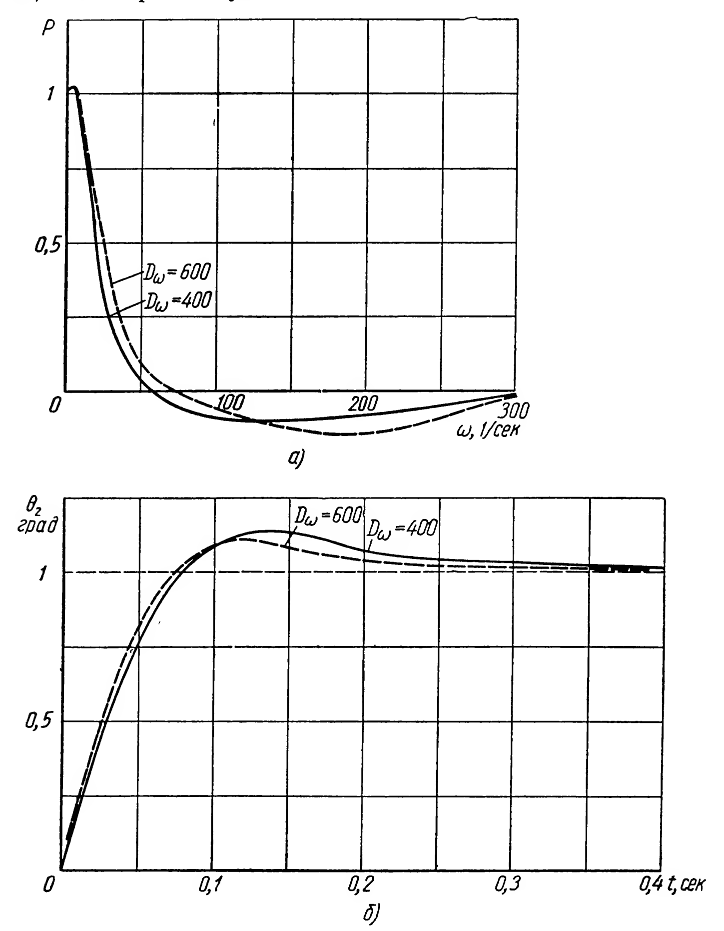
Фиг. VI.39. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутых приборных следящих систем с параллельными корректирующими устройствами (для трех значений коэффициента добротности системы по скорости 200, 400 и 600 1/сек):

1, 2, 3 — амплитудные характеристики $|W_в|(j\omega)|$ соответственно при $D_{\omega_1} = 200$ 1/сек; $D_{\omega_2} = 400$ 1/сек и $D_{\omega_3} = 600$ 1/сек; *4* — фазовая характеристика $|\theta_в(\omega)|$; *5, 6, 7* — амплитудные характеристики $|W(j\omega)|$ соответственно при $D_{\omega_1} = 200$ 1/сек; $D_{\omega_2} = 400$ 1/сек; $D_{\omega_3} = 600$ 1/сек.

контура системы. Внутренний контур системы имеет две частоты среза $\omega_{ср_н}$ и $\omega_{ср_в}$. В этих частотах среза, как видно из фиг. VI.38, имеем следующие положительные запасы устойчивости контура по фазе $\gamma_н = 100°$ и $\gamma_в = 44°$. Запасы устойчивости внутреннего контура по фазам $\gamma_к$ и обеспечивают его надежную устойчивость в замкнутом состоянии.

Результирующие частотные характеристики разомкнутых систем $|W(j\omega)|$ и $\theta(\omega)$ показаны на фиг. VI.39 сплошными ли-

ниями. Запасы устойчивости трех систем по фазе γ находятся в пределах 84—86°. Запасы устойчивости систем по модулю — (14—24) *дб*. При полученных запасах устойчивости по фазе и



Фиг. VI.40. Характеристики приборных следящих систем с параллельными корректирующими устройствами:

а — вещественные частотные характеристики замкнутых систем (для двух значений коэффициента добротности системы по скорости), *б* — переходные процессы при работе системы в линейной области статических характеристик.

модулю обеспечивается исключительно высокая стабильность работы следящих систем.

Частоты среза систем с параллельными корректирующими устройствами составляют 10—20 *1/сек*, что в несколько раз меньше частот среза систем с последовательными корректирующими устройствами. Существенное сокращение частоты среза приводит к значительному увеличению периода колебаний выходного

вала системы, а следовательно, и к росту времени протекания переходного процесса t_p.

На фиг. VI.40 показаны переходные процессы отработки единичного входного сигнала при двух значениях добротности по скорости $D_{\omega_1} = 600$ *1/сек* и $D_{\omega_2} = 400$ *1/сек*. Время протекания переходного процесса t_p при $D_{\omega_1} = 600$ *1/сек* составляет $t_p = 0{,}18$ *сек*, а при $D_{\omega_2} = 400$ *1/сек* $t_p = 0{,}23$ *сек*. Динамическая ошибка в следящих системах с параллельными корректирующими устройствами получается более высокой из-за относительно небольших значений коэффициента добротности системы по ускорению D_ε. Для рассматриваемых нами примеров имеем $D_{\omega_2} = 400$ *1/сек* и $D_{\varepsilon_2} = 16$ *1/сек*, а при $D_{\omega_1} = 600$ *1/сек*, $D_{\varepsilon_1} = 25$ *1/сек*^{2}. При отработке этими двумя системами регулярных сигналов, имеющих $\omega_{1\max} = 30$ *град/сек* и $\varepsilon_{1\max} = 10$ *град/сек*^{2}, динамические углы рассогласования, вычисленные по формуле (VI.59), будут для первой системы 0,7° и для второй системы 0,45°.

б) Динамические характеристики следящей системы с электродвигателем независимого возбуждения, управляемым по току в обмотке возбуждения

Уравнения переходных процессов в датчиках углов рассогласования и в электронном усилителе описываются выражениями (VI.49) и (VI.50), т. е.

$$\left.\begin{aligned} u_c &= k_y i_u \delta; \\ T_s \cdot \frac{du_в}{dt} + u_в &= k_s u_c. \end{aligned}\right\} \qquad (VI.63)$$

Уравнение переходных процессов в обмотке возбуждения электродвигателя имеет следующий вид:

$$u_в = R_в i_в + L_в \frac{di_в}{dt}, \qquad (VI.64)$$

где $L_в$ — индуктивность обмотки возбуждения.

Уравнение движения вала электродвигателя будет

$$J_\Sigma \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} + k_v \frac{d\theta_{Дв}}{dt} + M_n = k_в i_в. \qquad (VI.65)$$

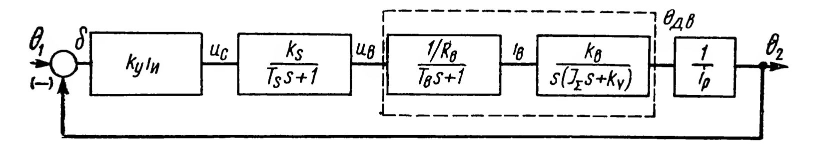
Структурная схема системы показана на фиг. VI.41. Пунктирным прямоугольником на фиг. VI.41 выделен электродвигатель независимого возбуждения с управлением по току в обмотке возбуждения. Передаточная функция этого электродвигателя может быть записана в следующем виде:

$$W_{Дв}(s) = \frac{\theta_{Дв}(s)}{U_в(s)} = \frac{k_{Дв}}{s(T_{Дв}s + 1)(T_в s + 1)}, \qquad (VI.66)$$

где $k_{Дв} = \frac{k_в}{k_v R_в}$ — передаточный коэффициент электродвигателя;

$T_{Дв} = \frac{J_\Sigma}{k_v}$ — электромеханическая постоянная времени электродвигателя.

Сравним электромеханические постоянные времени электродвигателей независимого возбуждения с управлением по току



Фиг. VI.41. Структурная схема приборной следящей системы с электродвигателем, управляемым изменением тока в обмотке возбуждения.

якоря и по току в обмотке возбуждения. Ранее была получена электромеханическая постоянная времени электродвигателя с управлением по току якоря в виде

$$T_{Дв} = \frac{J_\Sigma}{k_v + \frac{k_м \cdot k_e}{R_g}}.$$

Сравнивая ее с $T_{Дв} = \frac{J_\Sigma}{k_v}$, можно заметить, что электромеханическая постоянная времени электродвигателя с управлением по току возбуждения больше, нежели электромеханическая постоянная времени электродвигателя, управляемого изменением тока якоря $\left(\frac{k_м k_e}{R_a} > k_v\right)$. Постоянная времени цепи возбуждения электродвигателя, на входе которой включены электронные лампы, мала, так как ее величина определяется не только омическим сопротивлением обмотки возбуждения, но и входным сопротивлением электронных ламп, достигающим десятков тысяч *ом*. Для электродвигателей малой мощности порядка 5—15 *вт* постоянная времени обмотки возбуждения $T_в$ при ее питании от пентодов достигает 0,0005—0,001 *сек*, а постоянная времени $T_{Дв}$ изменяется от 0,1 до 0,25 *сек*. Рост электромеханической постоянной времени у электродвигателей, управляемых по току в обмотке возбуждения, приводит к снижению быстродействия следящей системы.

Пользуясь структурной схемой (фиг. VI.41) и формулой (VI.66), запишем передаточную функцию разомкнутой следящей системы с последовательным корректирующим устройством и электродвигателем, управляемым по току в обмотке возбуждения.

Передаточная функция при принятых ранее обозначениях будет

$$W(j\omega)=\frac{\frac{k_y k_s k_{Дв} L_0 k_{gy}}{i_p}(T_1 j\omega+1)}{j\omega(T_{Дв}j\omega+1)(T_в j\omega+1)(T_s j\omega+1)(T_2 j\omega+1)}. \qquad (VI.67)$$

Для следящей системы с параллельным корректирующим устройством ее разомкнутая передаточная функция примет вид

$$W(j\omega)=\frac{\dfrac{\frac{k_y i_u k_s k_{Дв}}{i_p}}{j\omega(T_{Дв}j\omega+1)(T_в j\omega+1)(T_s j\omega+1)}}{1+\dfrac{k_s k_{Дв} k_{Тг}\beta T_c j\omega}{(T_{Дв}j\omega+1)(T_в j\omega\ 1)(T_s j\omega+1)(T_c j\omega+1)}}, \qquad (VI.68)$$

где T_c — постоянная времени параллельного корректирующего устройства;

$k_{Тг}$ — постоянная тахогенератора.

Динамические характеристики следящей системы с электродвигателем, управляемым по току в обмотке возбуждения, определяются по амплитудно-фазовой характеристике разомкнутой следящей системы и в качественном отношении мало чем отличаются от соответствующих характеристик, приведенных ранее.

Передаточные функции разомкнутых следящих систем с электродвигателями последовательного возбуждения могут быть получены лишь после линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в электродвигателе. Ввиду громоздкости математических выкладок. вывод передаточной функции следящей системы с электродвигателем последовательного возбуждения нами не рассматривается.

7. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ПОЗИЦИОННЫХ ПРИБОРНЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

В качестве первого примера рассмотрим следующую систему сопровождения по дальности, применяемую в радиолокационной станции типа AN/APG-5.

В самолетной радиолокационной станции AN/APG-5 расстояние до цели, измеренное радиолокатором, поступает в виде напряжения постоянного тока в следящую систему [4]. Поворот вала следящей системы постоянного тока представляет собой сигнал дальности, выработанный счетно-решающим устройством прицела. Угол поворота вала может быть считан со специальной шкалы в пределах от 0 до 360°.

Основные данные этой следящей системы задаются следующими техническими условиями:

1) входной сигнал — напряжение постоянного тока, изменяется в пределах от 28 до 43 *в*;

2) масштаб отработки выходных данных составляет 1,333 оборота выходного вала следящей системы на 1 *в* изменения входного напряжения;

3) статическая ошибка системы на шкале при общем моменте нагрузки на входном валу 0,72 *кГ · см* не более 30′ (угл. мин.);

4) кинематическая ошибка системы на шкале при скорости отработки выходного вала 180 *об/мин* не более 1°;

5) максимальная скорость отработки выходного вала не менее 350 *об/мин*;

6) время протекания переходного процесса при отработке ступенчатого входного сигнала в 1 *в* не более 0,3 *сек*;

7) максимум перерегулирования переходного процесса при мгновенной подаче сигнала в 1 *в* не более 25%;

8) для питания следящей системы используются: стабилизированное напряжение постоянного тока $u_n = 250$ *в* не более 15 *ма* и —150 *в* не более 3 *ма*; нестабилизированное напряжение постоянного тока 27 *в* мощностью 10 *вт*; нестабилизированное напряжение переменного тока 115 *в* с частотой 400 *гц*;

9) в системе применен электродвигатель постоянного тока на 200 *в*; $n_{Дв} = 7000$ *об/мин*, $M_{Дв} = 125$ *Г · см*.

Из рассмотрения технических условий видно, что проектируемая приборная следящая система с управлением по положению имеет в качестве входного сигнала напряжение постоянного тока, изменяющееся от 28 до 43 *в*. Наличие входного сигнала в виде напряжения постоянного тока, относительно невысокие требования к динамической точности системы определяют выбор выходного устройства следящей системы. В качестве выходного устройства взят спиральный потенциометр. Потенциометр подключается к сети постоянного тока. Для уменьшения потребления тока градации + 250 *в* сопротивление потенциометра должно быть достаточно большим. Приняв сопротивление выходного потенциометра равным $R_n = 20\,000$ *ом*, можно по величине масштабного коэффициента и максимальному значению входного сигнала определить количество полных оборотов потенциометра, т. е. $n_n = 1{,}333 \cdot 15 = 20$ оборотов.

На выходном валу потенциометра через понижающий редуктор с понижающим числом $i_p = 20$ установлена шкала для отсчетов. Точность работы следящей системы определяется по показаниям шкалы потенциометра. Кинематическая схема спирального потенциометрического устройства показана на фиг. VI.42. Момент трения щетки спирального потенциометра, приведенный к валу нагрузки, находится по данным справочника. Допустим, что величина момента нагрузки $M_{тp}$ будет равна 0,006 *кГ · м*, а момент инерции нагрузки J_n равен $0{,}2 \cdot 10^{-9}$ *кГ · м · сек*^{2}. Прежде чем определять эквивалентный момент нагрузки, выберем при-

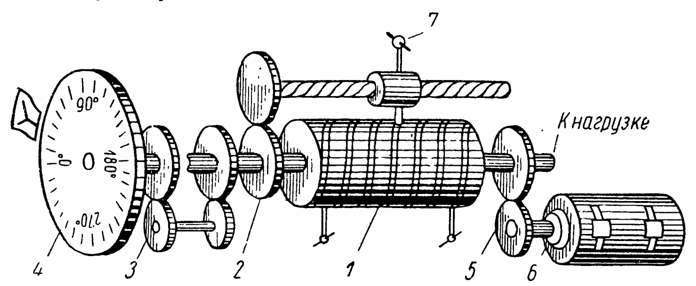
мерно серию электродвигателя и его номинальную скорость вращения. Тогда нетрудно вычислить передаточное число редуктора механической передачи, т. е.

$$i_p = \frac{n_{Дв}}{n_2} = \frac{7000}{350} = 20.$$

По номограммам (фиг. VI.10) найдем оптимальные значения передаточных отношений зубчатых пар:

$$i_{12}=1,86;\ i_{34}=2,48;\ i_{56}=4,34.$$

Используя фиг. V.8, найдем $\eta_1 = 98,7\%$; $\eta_2 = 99\%$; $\eta_3 = 99,1\%$, откуда $\eta = 97\%$.



Фиг. VI.42. Кинематическая схема потенциометрического устройства и редуктора следящей системы сопровождения по дальности:

1 — спиральный потенциометр; *2* — зубчатая передача к ползушке потенциометра; *3* — зубчатая передача на шкалу; *4* — шкала; *5* — редуктор электропривода; *6* — электродвигатель постоянного тока; *7* — клеммы потенциометра.

Суммарный момент нагрузки

$$M_{n_\Sigma} = \frac{M_n}{\eta i_p} + M_{mp} = 0,72\ кГ \cdot см.$$

Для выбранных нами зубчатых пар и при $b = 6$ *мм*, $D_1 = 12,5$ *мм* найдем по номограмме (фиг. VI.12) $\frac{J_p}{J_{Дв}} = 7,2$. После чего нетрудно получить значение $\nu = 0,125$, имея в виду, что для выбранного нами электродвигателя момент инерции якоря $J_{Дв} = 0,8 \cdot 10^{-6}\ кГ \cdot м \cdot сек^2$. Далее по формуле (VI.6) найдем $i_{ропт} = 19,85$.

Итак, для выбранных нами параметров электродвигателя и редуктора $i_{ропт}$ достаточно близко совпадает с принятым нами ранее значением передаточного числа силового редуктора. Рассмотрим более детально выбор мостиковой схемы системы.

Для уменьшения потери чувствительности потенциометр следует зашунтировать двумя дополнительными сопротивлениями. Одно из сопротивлений дополнительных шунтов сделаем пере-

менным для возможности регулировки крутизны сигнала, снимаемого с потенциометра. Если считать, что сигнал $u_{вых}$ снимаемый с потенциометрического устройства, поступает через сопротивление R_2 на вход электронного усилителя, а входной сигнал $u_{вх}$ через сопротивление R_1 поступает на электронный усилитель, то сигнал ошибки Δu лучше всего формировать с помощью дифференциального усилительного каскада.

Напряжение ошибки на выходе дифференциального усилителя может быть представлено следующей зависимостью:

$$\Delta u = k_{ду} u_{вх} - k_{ду} u_{вых}, \tag{VI.69}$$

где $k_{ду}$ — коэффициент усиления дифференциального усилительного каскада.

Сигнал ошибки Δu усиливается последующими каскадами электронного усилителя. Усиленное напряжение подается на якорь электродвигателя постоянного тока, который через редуктор вращает выходную ось и связанную с ней ось потенциометра отработки выходного сигнала. Вращение якоря электродвигателя следящей системы будет происходить до тех пор, пока разность напряжений $u_{вх}$ и $u_{вых}$ не будет равна нулю.

Упрощенная блок-схема следящей системы сопровождения по дальности радиолокационной станции изображена на фиг. VI.43,*а*. По блок-схеме и техническим условиям проведем выбор основных агрегатов системы.

Статическая ошибка системы, приведенная к шкале, определяется по формуле (VI.25):

$$\delta_m = \delta_м + \delta_0 + \delta_л = 0{,}5°.$$

Примем, что при $i_p = 20$ величина $\delta_л = 0{,}05°$, и зададимся $\delta_0 = 0{,}2°$.
Тогда получим, что статическая ошибка системы, расходуемая на продлевание момента нагрузки, должна быть не более $\delta_м = 0{,}25°$.

По величине $\delta_0 = 0{,}2°$ выберем основные параметры мостовой схемы. Будем считать, что эквивалентный угол поворота фиктивной оси задающего устройства

$$\theta_1 = \frac{u_{вх}}{k_{ф.п.}}, \tag{VI.70}$$

где $k_{ф.п} = 0{,}0417$ *в/град* — крутизна характеристики фиктивного потенциометра при $u_{вх} = 15$ *в* и полном обороте шкалы прибора.

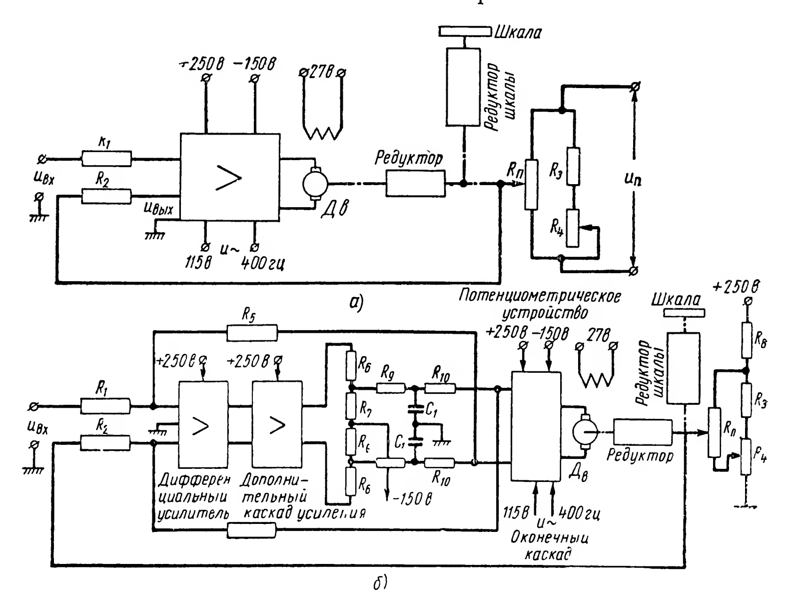
Так как крутизна характеристики потенциометра отработки (k_y) будет равна крутизне характеристики фиктивного потенциометра ($k_{ф.п}$), то максимальная ошибка потенциометрического устройства, выраженная в вольтах, определяется по следующей зависимости:

$$\Delta u_m = \theta_1 k_y. \tag{VI.71}$$

В формулярах на потенциометры обычно приводят не абсолютные значения ошибок Δu_m, а их относительные величины ψ_{om} в процентах, т. е.

$$\psi_{om} = \frac{\Delta u_m}{u_n} 100\%. \qquad (VI.72)$$

Поэтому в дальнейших формулах мы также будем пользоваться значениями относительных погрешностей. Максимальная



Фиг. VI.43. Упрощенная агрегатная схема следящей системы радиолокационной станции:

а — без корректирующего устройства; *б* — с корректирующим устройством параллельного типа.

относительная погрешность потенциометрической системы состоит из трех составляющих [12]: методической $\psi_м$ от шунтирующего действия нагрузки; разрешающей способности ψ_p (или зоны нечувствительности); суммарной технологической погрешности $\psi_н$, зависящей от точности изготовления потенциометра и его конструктивных особенностей, т. е.

$$\psi_{om} = \psi_м + 0{,}5\psi_p + \psi_н. \qquad (VI.73)$$

Зная величину ошибки потенциометрического устройства $\delta_0 = 0{,}2°$, по формулам (VI.71) и (VI.72) нетрудно найти относительную погрешность $\psi_{om} = 0{,}0555\%$.

Итак,

$$\psi_м + 0{,}5\psi_p + \psi_н \leqslant 0{,}0555\%.$$

Технологическая погрешность спиральных потенциометров обычно невелика и может быть принята равной $\psi_н = 0{,}02\%$. Максимальная относительная величина методической погрешности для принятой нами схемы включения потенциометра R_n определяется по формуле

$$\psi_м = \frac{400}{27(\beta + 2\alpha)} [\%], \qquad (VI.74)$$

где

$$\alpha = \frac{R_2}{R_n} \text{ и } \beta = \frac{R_3}{R_n}.$$

Из формулы (VI.74) видно, что при R_3 порядка нескольких килоом и R_2 порядка 1 *Мом* методическая ошибка $\psi_м$ составляет десятые доли процента, что в несколько раз превышает допустимую величину ошибки, вычисляемую по (VI.73). Увеличивать величину R_2 намного больше 1 Мом нерационально из-за значительных наводок, поступающих на вход в электронный усилитель. Для уменьшения методической ошибки потенциометрического устройства системы необходимо изменить схему подключения выходного сигнала к дифференциальному усилителю, путем разделения цепи потенциометра и нагрузки усилителем с отрицательной обратной связью. В этом случае усилитель имеет весьма большое входное сопротивление.

Для повышения коэффициента усиления электронного усилителя вводится дополнительный каскад усиления на триодах, который включается за дифференциальным усилителем. Эти два каскада усиления охватываются цепью отрицательной обратной связи. Постоянство коэффициента усиления такого двухкаскадного усилителя зависит от стабильности цепей питания обратной связи. Необходимо питать эти цепи от тщательно стабилизированного источника питания напряжением —150 *в*. После этих уточнений агрегатная схема примет вид, показанный на фиг. VI.43,*б*.

На потенциометрическое устройство следует подавать то же напряжение, которым питаются цепи, образующие входной сигнал. Благодаря этому ошибки, связанные с колебаниями напряжения питания, сводятся к минимуму. Сопротивление R_n находится под стабилизированным напряжением u_n. Получение заданного масштаба осуществляется за счет включения добавочного сопротивления R_8.

Как видно из схемы, показанной на фиг. 43, *б*, на выбор параметров потенциометра значительное влияние оказывают: степень отрицательной обратной связи и коэффициент усиления первых двух каскадов электронного усилителя. Примем, что коэффициент усиления двух каскадов электронного усилителя с отрицательной обратной связью равен 100. Тогда входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью можно вы-

числить по формуле

$$R_{вх} = [R_2 + (\mu + 1) R_к] \left[1 + \frac{kR_7}{R_1 + R_2 (k + 1)}\right] \qquad (VI.75)$$

или

$$R_{вх} \approx 2 (R_3 + \mu R_к).$$

Определенное по формуле (VI. 75) $R_{вх}$ входит в коэффициент β, используемый в формуле (VI. 74):

$$\beta = \frac{R_{вх}}{R_п}.$$

Зададимся численными значениями сопротивлений: $R_2 = 500$ *ком*, $R_5 = 3{,}3$ *Мом*, $R_6 = 1{,}0$ *Мом*, $R_7 = 2{,}2$ *Мом*, $R_к = 3{,}0$ *Мом* и вычислим по формулам (VI. 74) и VI. 75) методическую ошибку потенциометрического устройства. Она будет равна 0,025%. Подставив это значение в формулу (VI. 73), вычислим разрешающую способность потенциометра $\psi_p = 0{,}01\%$.

По значению ψ_p найдем количество витков потенциометра

$$w_п \geqslant \frac{100}{\psi_p}.$$

Следовательно, $w_п \geq 10\,000$ витков. Дополнительное сопротивление R_8 выбирается из условия обеспечения крутизны характеристики потенциометрического устройства $k_п = 0{,}0417$ *в/град*.

В этом случае напряжение между крайними точками потенциометра должно составлять 15 *в*. Примем, что $R_4 = 4$ *ком* и $R_3 = 1$ *ком*. Тогда сумма параллельно соединенных сопротивлений будет

$$R' = \frac{(R_4 + R_3) \cdot R_п}{R_4 + R_3 + R_п} = 4 \text{ ком}.$$

Добавочное сопротивление R_8 в цепи питания вычислим по формуле

$$u_п = \frac{250R}{R_8 + R}.$$

При $u_п = 15$ *в* имеем $R = 66$ *ком*. Допустимая мощность, рассеиваемая потенциометром, порядка 2,5 *вт*, что намного превышает фактическую мощность рассеивания при наибольшем значении $R_4 = 5$ *ком*. Остальные конструктивные параметры потенциометра вычисляются в соответствии с методикой, изложенной в книге «Основы автоматического регулирования», т. II, ч. I, Машгиз, 1959.

После выбора типа электродвигателя, редукторов и устройств сравнения перейдем к расчетам усилительных устройств системы. Коэффициент усиления усилительных устройств k_s может быть вычислен по ранее найденной статической ошибке системы δ_m.

Из формулы (VI. 24)

$$k_s = \frac{R_g M_n \delta_м}{k_y \cdot k_м \cdot i_u \cdot i_p} = \frac{4{,}08 \cdot 0{,}72}{0{,}0417 \cdot 1{,}75 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 20} = 100.$$

Зная величину k_s и коэффициент вязкого трения k_v, нетрудно вычислить коэффициент добротности системы по скорости. Из формулы (VI. 28)

$$D_\omega = \frac{0{,}0417 \cdot 100 \cdot 1{,}75 \cdot 10^{-3} \cdot 20}{(4{,}08 \cdot 7{,}25 \cdot 10^{-6} + 3{,}80 \cdot 10^{-5})\, 20} = 108 \text{ 1/сек.}$$

По этому коэффициенту добротности и формулам (VI.24) и (VI. 26) вычислим величину кинематической ошибки системы. Очевидно, кинематический угол рассогласованной системы будет выражаться следующей зависимостью:

$$\delta = \frac{1}{D_\omega}\omega_1 + \delta_м + \delta_л + \delta_c.$$

Или после подстановки соответствующих числовых значений

$$\delta = 1{,}5°.$$

Значение кинематического угла рассогласования системы, заданное техническими условиями, при угловой скорости выходного вала $\omega_1 = 180$ *об/мин* равно 1,5°. Полное соответствие этих величин указывает на правильность выполненного нами статического и кинематического расчета следящей системы. Относительно большое значение номинального тока электродвигателя и малое сопротивление обмотки его якоря приводят к необходимости применения тиратронов в конечном каскаде электронного усилителя.

Наиболее удобным для данной схемы можно считать тиратронный усилитель с тиратронами типа ТГ-1-0,1/0,3, управляемыми изменением напряжения на сетках. Для реверсирования электродвигателя применены два тиратрона. С целью получения большого коэффициента усиления по напряжению в дифференциальном усилителе применены пентоды типа 6Ж8. Тогда при величине анодной нагрузки $R_{12} = 510$ *ком* коэффициент усиления каскада будет $k_1 \approx 1{,}65 \cdot 510 = 840$ (где 1,65 — крутизна характеристики пентода). Для второго каскада усиления можно применить триоды (например, типа 6Н9С). Величина коэффициента усиления этого каскада приблизительно равна 60 (если принять $R_{17} = 270$ *ком* и $\mu = 70$). Величину коэффициента отрицательной обратной связи β можно получить пользуясь следующей формулой:

$$k_s = \frac{k_{эу} \cdot k_{my}}{1 + \beta k_{эу}},$$

где k_{my} — коэффициент усиления оконечного каскада по напряжению.

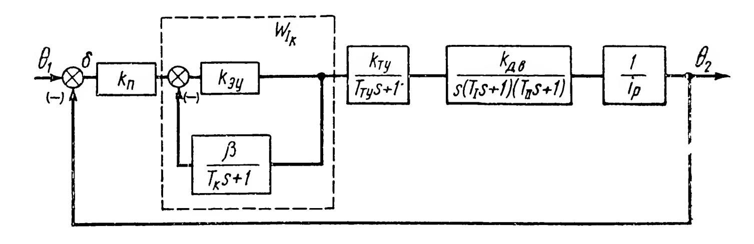
Применение в данной схеме отрицательной обратной связи позволяет, включив в нее емкость и сопротивление, получить достаточно простым путем корректирующее устройство следящей системы. На фиг. VI. 43, *б* показана блок-схема следящей системы с корректирующим устройством. Передаточная функция корректирующего устройства будет иметь следующий вид:

$$W_{\kappa}(s) = \frac{\beta'}{T_{\kappa}s + 1}, \qquad \text{(VI.76)}$$

где

$$\beta' = \beta \frac{R_5}{R_5 + R_9 + R_{10}} \quad \text{и}$$

$$T_{\kappa} = \frac{R_9 (R_5 + R_{10})}{R_5 + R_9 + R_{10}} C_1.$$



Фиг. VI.44. Структурная схема следящей системы радиолокационной станции.

По фиг. VI. 43, *б* составим структурную схему следящей системы (фиг. VI. 44). Пользуясь структурной схемой, найдем передаточную функцию $W_{I_\kappa}(s)$ внутреннего контура системы (на фиг. VI. 44 этот контур выделен штриховой линией) в следующем виде:

$$W_{I_\kappa}(s) = \frac{k_{эу}}{1 + \frac{k_{эу}\beta'}{T_\kappa s + 1}}$$

или

$$W_{I_\kappa}(s) = \frac{k'(T_\kappa s + 1)}{T'_\kappa s + 1}, \qquad \text{(VI.77)}$$

где

$$k' = \frac{k_{эу}}{1 + k_{эу}\beta};$$

$$T'_\kappa = \frac{T_\kappa}{1 + k_{эу}\beta}.$$

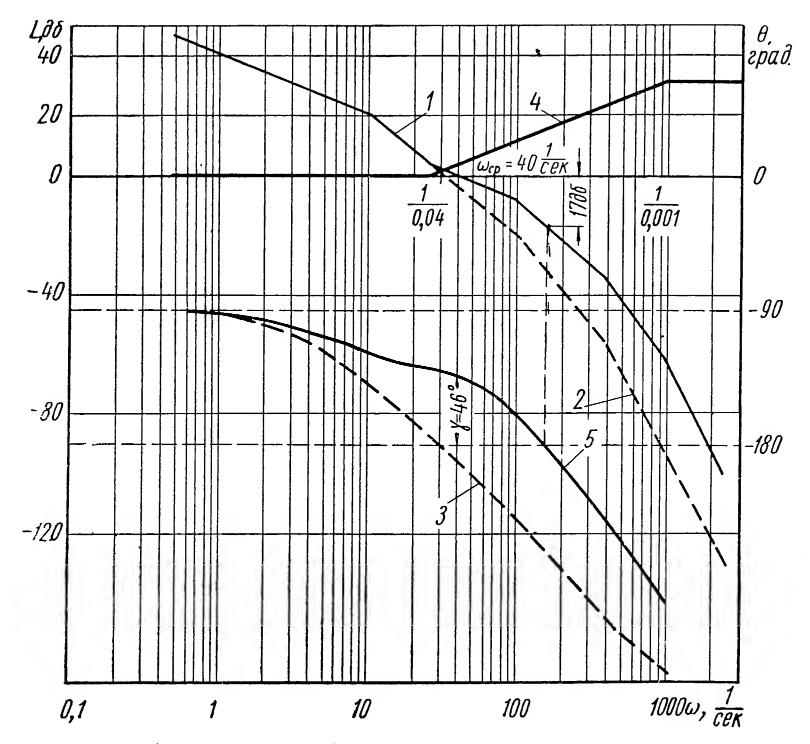
Имея в виду выражение (VI.77), нетрудно получить в окон-

чательном виде передаточную функцию системы в разомкнутом состоянии:

$$W(s) = \frac{\frac{k_n k' k_{my} k_{Дв}}{i_p}(T_к s + 1)}{s(T_{\rm I} s + 1)(T_{\rm II} s + 1)(T_{my} s + 1)(T'_к s + 1)}, \qquad (VI.78)$$

где T_{my} — постоянная времени тиратронного усилителя (приблизительно равна 0,01 *сек*).

Параметры корректирующего устройства выбираются на основании динамического расчета системы. Наиболее удобной методикой динамического расчета следует считать методику синтеза



Фиг. VI.45. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой следящей системы радиолокационной станции с параллельным корректирующим устройством:

1 и *5* — соответственно амплитудная и фазовая желаемые частотные характеристики системы; *2* и *3* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого контура; *4* — амплитудная характеристика корректирующего устройства.

с использованием логарифмических амплитудных и фазовых частотных характеристик системы [12].

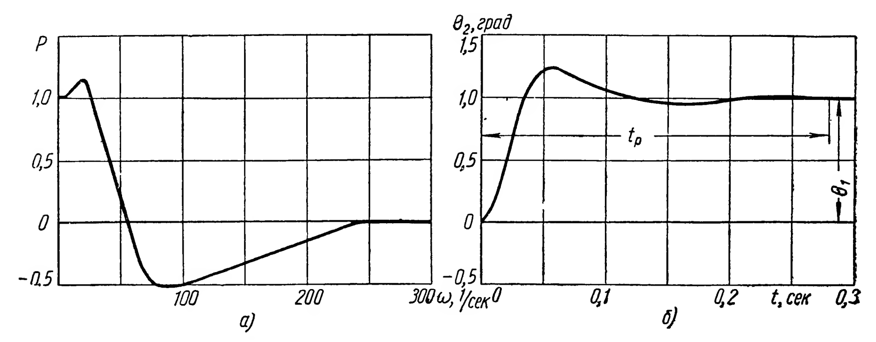
Используя коэффициент добротности системы по скорости $D_w = 108$ *1/сек*, числовое значение максимума перерегулиро-

ванных $\sigma_{max} = 25\%$ и время протекания переходного процесса $t_p \leqslant$ 0,3 *сек*, построим желаемую логарифмическую амплитудную характеристику $|W_{ж}|$ (см. фиг. VI. 45). Зная логарифмическую частотную характеристику неизменяемой части системы $|W_0|$ (показана на фиг. VI.45 штриховой линией), нетрудно вычислить передаточную функцию корректирующего устройства по формуле

$$20 \lg |W_к (j\omega)| = 20 \lg |W_{ж} (j\omega)| - 20 \lg |W_0 (j\omega)|.$$

Определив по точкам излома постоянные времени корректирующего устройства, получим передаточную функцию вида

$$W_к (j\omega) = \frac{0,04 j\omega + 1}{0,001 j\omega + 1}.$$

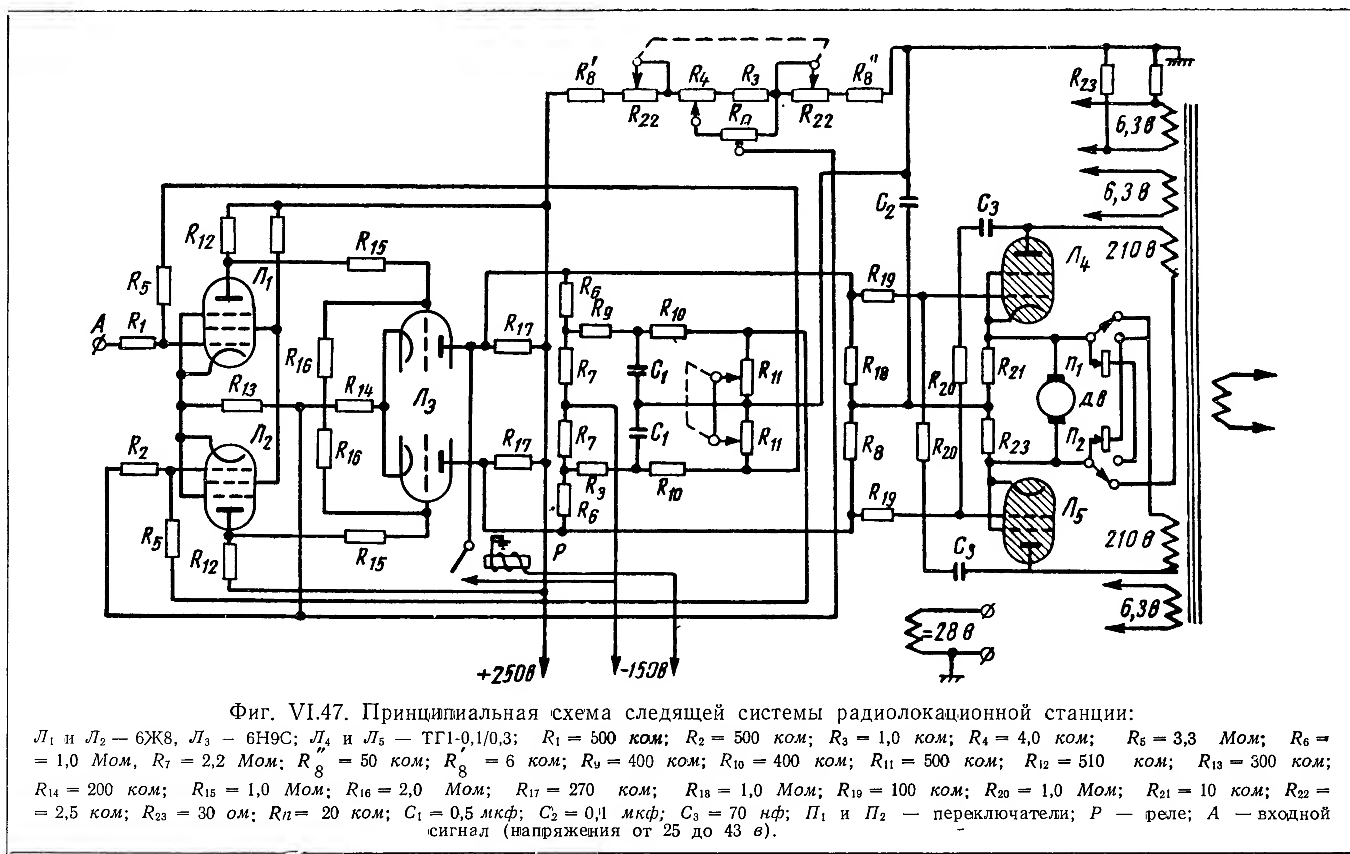


Фиг. VI.46. Характеристики замкнутой следящей системы радиолокационной станции:

а — вещественная частотная характеристика; *б* — характеристика переходного процесса.

Пользуясь выражениями (VI. 77) и (VI. 76), вычислим значение емкости C_1 в *мкф*. В нашем примере $C_1 = 0,5$ *мкф*. Для проверки правильности выполненных расчетов построим вещественную частотную характеристику замкнутой системы $P(\omega)$ и картину переходного процесса $\theta_2 (t)$. На фиг. VI. 46, *а* показана характеристика, $P(\omega)$, а на фиг. VI. 46, *б* — характеристика $\theta_2 (t)$. Как видно из фиг. VI. 46, *б*, время протекания переходного процесса в следящей системе при отработке выходного сигнала в 1 *в*, подаваемого мгновенно, составляет 0,292 *сек*, а максимум перерегулирования $\sigma_{max} = 24,5\%$. Вычисленные нами величины времени протекания переходного процесса и максимума перерегулирования практически совпадают со значениями, заданными техническими условиями.

Выполнив необходимые расчеты, можно приступить к составлению полной принципиальной схемы следящей системы. На фиг. VI. 47 показана полная принципиальная схема следящей системы сопровождения по дальности, применяемая в радиолокационной станции AN/APG-5.



Фиг. VI.47. Принципиальная схема следящей системы радиолокационной станции:

$Л_1$ и $Л_2$ — 6Ж8, $Л_3$ — 6Н9С; $Л_4$ и $Л_5$ — ТГ1-0,1/0,3; R_1 = 500 *ком*; R_2 = 500 *ком*; R_3 = 1,0 *ком*; R_4 = 4,0 *ком*; R_5 = 3,3 *Мом*; R_6 = 1,0 *Мом*, R_7 = 2,2 *Мом*; R_8'' = 50 *ком*; R_8' = 6 *ком*; R_9 = 400 *ком*; R_{10} = 400 *ком*; R_{11} = 500 *ком*; R_{12} = 510 *ком*; R_{13} = 300 *ком*; R_{14} = 200 *ком*; R_{15} = 1,0 *Мом*; R_{16} = 2,0 *Мом*; R_{17} = 270 *ком*; R_{18} = 1,0 *Мом*; R_{19} = 100 *ком*; R_{20} = 1,0 *Мом*; R_{21} = 10 *ком*; R_{22} = 2,5 *ком*; R_{23} = 30 *ом*; $R_п$ = 20 *ком*; C_1 = 0,5 *мкф*; C_2 = 0,1 *мкф*; C_3 = 70 *нф*; $П_1$ и $П_2$ — переключатели; P — реле; A — входной сигнал (напряжения от 25 до 43 *в*).

Рассмотрим приборную систему с двумя тороидальными потенциометрами (задающим и выходным) и магнитным усилителем, применяемую для управления производственными процессами в машиностроении (фиг. VI. 48). Сигнал ошибки формируется потенциометрической схемой (R_1 и R_2) и через дифференцирующую цепочку, состоящую из сопротивлений R_3; R_4; R_5 и конденсатора C_1, поступает на сетки электронных ламп $Л_1$ и $Л_2$. Управляющие обмотки магнитного усилителя включены по дифференциальной схеме. При появлении сигнала на входе электронного усилителя ток одной из ламп увеличивается, а следовательно, и управляющий поток первого магнитного усилителя *I* возрастает. Одновременно с этим ток другой лампы будет уменьшаться и управляющий поток второго магнитного усилителя *II* упадет. Якорь электродвигателя следящей системы начнет вращаться в сторону уменьшения угла рассогласования. При уменьшении угла рассогласования до нуля в обеих обмотках управления потекут равные токи и якорь элеткродвигателя следящей системы остановится. Применение в данной системе магнитного усилителя с раздельной обратной связью позволяет получить значительную мощность на выходе и включить на выходе магнитного усилителя электродвигатель относительно большой мощности. Следует напомнить, что у магнитных усилителей с раздельной обратной связью на входе наблюдается значительный разбаланс токов. Для балансировки токов служит потенциометр R_6. К числу достоинств схемы этой следящей системы следует отнести:

а) возможность применения электродвигателей мощностью до 100 *вт* при относительно малой массе и габаритах магнитного усилителя;

б) высокую надежность системы, так как усилитель мощности является безламповым;

в) возможность того, что потенциометры R_1 и R_2 могут быть достаточно высокоомными, так как в схеме применен ламповый усилитель напряжения;

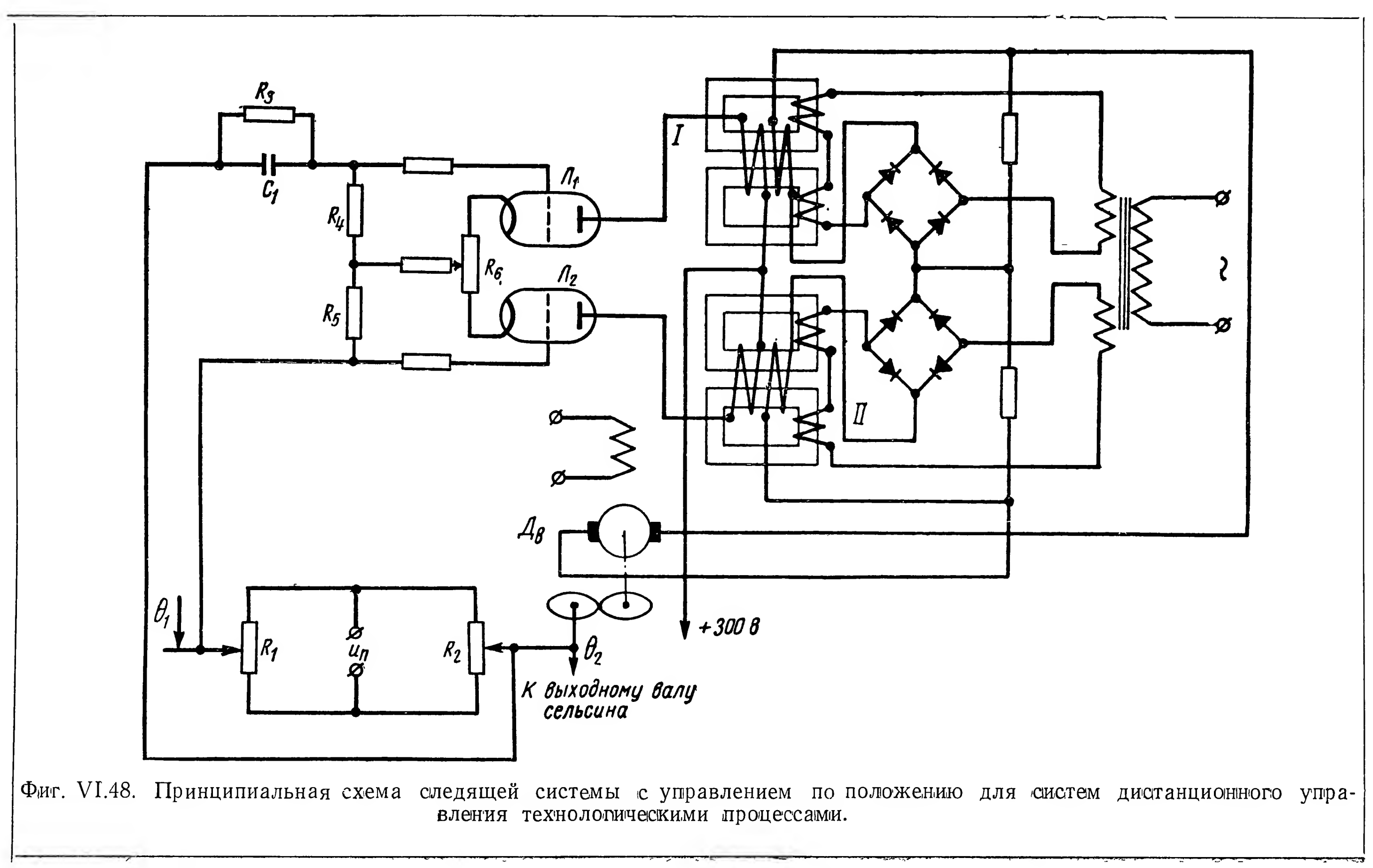
г) быстродействие следящей системы может быть получено достаточно высоким из-за существенного уменьшения постоянной времени управляющих обмоток магнитного усилителя [1].

---

[1] При питании обмоток магнитного усилителя от электронных ламп, имеющих большое выходное сопротивление, постоянные времени обмоток управления сокращаются в десятки раз. Постоянные времени обмоток управления определяются по формуле

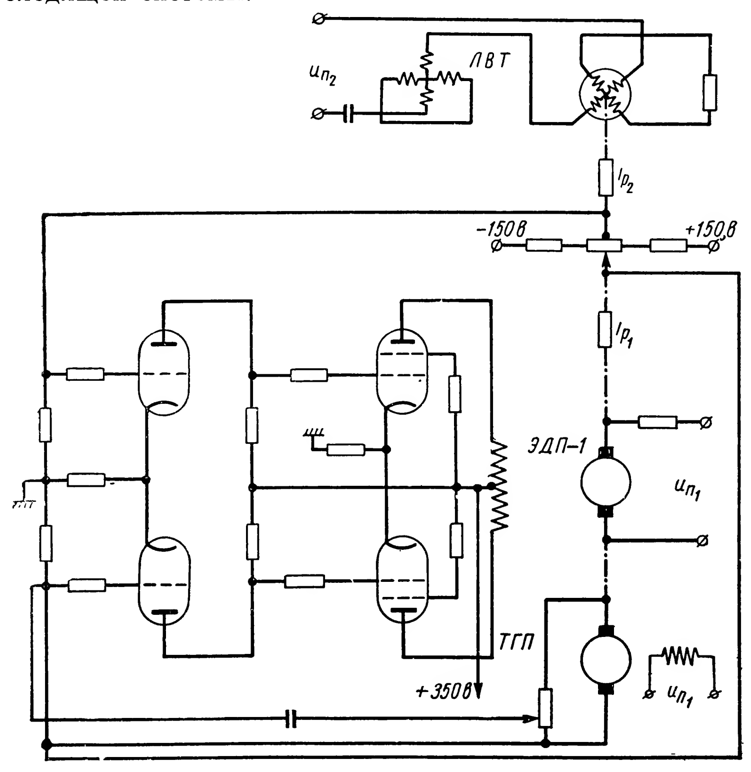
$$T_{oy} = \frac{L_{oy}}{R_{oy} + R_{вых}},$$

где L_{oy} — индуктивность обмоток управления;
R_{oy} — омическое сопротивление обмоток управления;
$R_{вых}$ — выходное сопротивление электронного усилителя.



Фиг. VI.48. Принципиальная схема следящей системы с управлением по положению для систем дистанционного управления технологическими процессами.

Недостатком схемы является наличие дифференцирующей цепочки в цепи сигнала ошибки. При дифференцировании сигнала ошибки, снятого с потенциометров, сильно возрастают шумы. От действия шумов происходит снижение точности работы следящей системы.



Фиг. VI.49. Принципиальная схема следящей системы с параллельным корректирующим устройством.

Теперь рассмотрим позиционную следящую систему постоянного тока с линейным вращающимся трансформатором (ЛВТ) на выходе [3] (фиг. VI. 49). Для выбора ее основных параметров зададимся следующими техническими требованиями:

1) входной сигнал напряжения постоянного тока изменяется в пределах от +50 до —50 *в*;

2) масштаб отработки системы 0,1 *в/град* (при входном сигнале 0,1 *в* угол поворота ЛВТ должен составлять 1°);

3) статическая ошибка системы не более 10′ (угл. мин.); динамическая ошибка при $\omega_1 = 60$ *град/сек* и $\varepsilon_1 = 20$ *град/сек*^{2} не более 50′ (угл. мин.);

4) максимальная скорость отработки выходного сигнала не менее 150 *град/сек*;

5) полоса пропускания системы не менее 2 *гц*;

6) время протекания переходного процесса при отработке входного сигнала в 10 *в* не более 0,52 *сек* при максимуме перерегулирования порядка 25%;

7) внутреннее сопротивление входной цепи не менее 100 *ком*;

8) в качестве источников питания в системе должны применяться стабилизированные источники напряжения постоянного тока ± 150 и ± 350 *в* и нестабилизированные источники с $u_{n_2} = 115$ *в*, 400 *гц* и с $u_{n_1} = 27$ *в* (мощность по питанию напряжением 27 *в* практически не ограничивается).

Отсутствие ограничения в потреблении мощности по напряжению 27 *в* и ее ограничение по другим градациям питания определяет тип электродвигателя следящей системы. Этим условиям удовлетворяет электродвигатель независимого возбуждения с управлением по току возбуждения.

Нагрузка на выходном валу позиционной следящей системы определяется моментом трения линейного вращающегося трансформатора и моментом трения потенциометра отработки. Будем считать, что момент трения щетки потенциометра равен 40 *Г · см* и момент трения вращающегося трансформатора 20 *Г · см*. Малые значения момента нагрузки позволяют нам выбрать маломощный электродвигатель типа ЭДП-1. Из характеристик электродвигателя находим, что скорость его вращения $n =$ 8000 *об/мин*. Передаточное число редуктора между электродвигателем и потенциометром отработки будет

$$i_{p_2} = \frac{8000 \cdot 360}{150 \cdot 60} = 320.$$

Для определения передаточного числа редуктора между электродвигателем и потенциометром отработки необходимо выбрать рабочий угол поворота потенциометра. При угле поворота в 330° и напряжении в 100 *в*, снимаемом с ЛВТ, коэффициент передачи между ЛВТ и потенциометром будет равен 3,3. В этом случае передаточное число между электродвигателем и потенциометром отработки будет

$$i_{p_1} = \frac{320}{3,3} = 97.$$

По значениям передаточных отношений найдем оптимальные передаточные числа пар редукторов и их к. п. д. (см. фиг. VI.10 и фиг. VI.8). По номограмме (фиг. VI.12) вычислим коэффициент ν. После чего по формуле (VI.4) найдем эквивалентный момент нагрузки

$$M_э = 0,72 \cdot 10^{-5} \; кГ \cdot м.$$

Для электродвигателя типа ЭДП-1 номинальный момент на валу равен $6,8 \cdot 10^{-5}$ *кГ · м*. Развиваемый момент на валу электродвигателя значительно превышает момент нагрузки, что указы-

вает на недоиспользование электродвигателя типа ЭДП-1 в данной системе. Однако электродвигателей с меньшим значением номинального момента данной серии нет и поэтому приходится останавливаться на выбранном электродвигателе ЭДП-1. Параметры этого электродвигателя следующие: $k_{Дв} = 25$ *рад сек·в*; $T_{Дв} = 0,15$ *сек*; $T_в = 0,001$ *сек*. По требованиям статической точности и разрешающей способности определим масштабный коэффициент потенциометра k_n. В рассмотренном примере $k_n = 12$ *в/рад*. Будем считать, что угол рассогласования следящей системы от скорости $\omega_1 = 60$ *град/сек* будет равен 16′ (угл. мин.), а угол рассогласования от ускорения $\varepsilon_1 = 20$ *град/сек*^{2} равен 24′ (угл. мин.), тогда $D_\omega = 225$ *1/сек* и $D_\varepsilon = 50$ *1/сек*^{2}.

По требованиям качества регулирования и найденным коэффициентам добротности построим желаемую логарифмическую амплитудную частотную характеристику системы $|W_{ж}(j\omega)|$ *, показанную на фиг. VI.50 сплошной линией. Передаточная функция параллельного корректирующего устройства в существенном интервале частот строится по формуле

$$|W_к(j\omega)| = \frac{1}{|W_{ж}(j\omega)|}.$$

Амплитудная характеристика корректирующего устройства показана на фиг. VI. 50 штрихпунктирной линией.

По найденной характеристике $|W_к(j\omega)|$ и характеристике неизменяемой части системы $|W_0(j\omega)|$ получим амплитудную характеристику всей разомкнутой системы $|W_{ж}(j\omega)|$, а по ней фазовую $\theta_{ж}(\omega)$.

По этим характеристикам определяем вещественную частотную характеристику замкнутой системы $P(\omega)$ (см. фиг. VI.51, *а*).

Кривая переходного процесса отработки наперед заданного угла рассогласования, равного 10 *в*, показана на фиг. VI.51, *б*. Полученные значения $\sigma_{max} = 24\%$ и $t_p = 0,5$ *сек* удовлетворяют техническим требованиям. По найденному значению $D_\omega = 225$ *1/сек* вычислим коэффициент усиления электронного усилителя

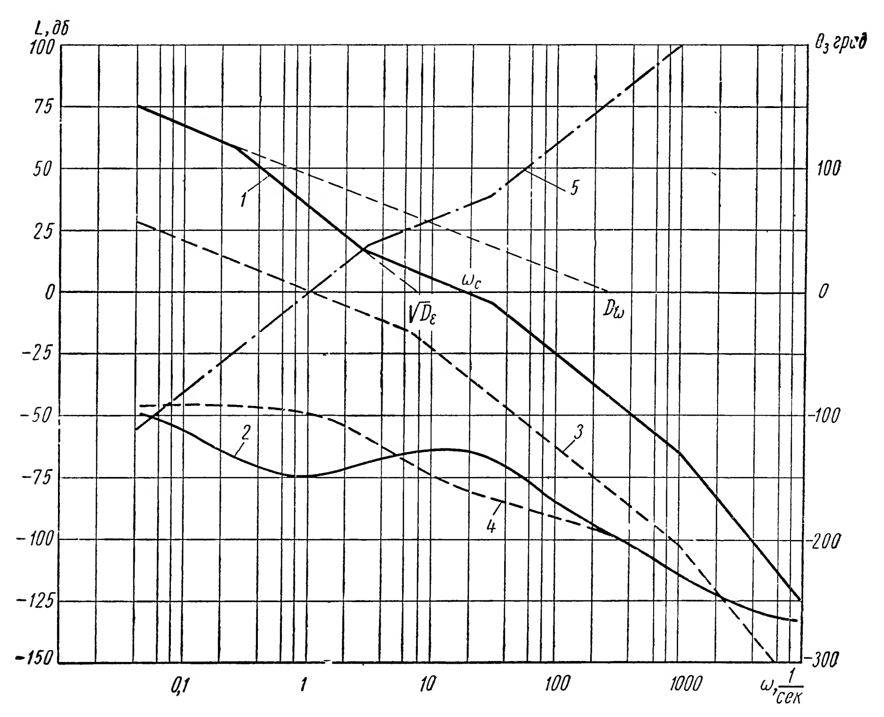
$$k_s = \frac{225 \cdot 97}{25 \cdot 12} = 72,75,$$

после чего можно приступить к уточнению принципиальной схемы следящей системы.

Дистанционные следящие системы весьма часто применяются в устройствах радиолокационной техники. Одна из таких схем, применяемая для радиально-круговой развертки радиоло-

* Весьма удобны для выбора желаемой логарифмической частотной характеристики системы $|W_{ж}(j\omega)|$ номограммы синтеза. Номограммы синтеза будут приведены в одном из следующих томов.

кационных станций, показана на фиг. VI.52. При радиально-круговой развертке на экране электронно-лучевой трубки *8* отмечаются: дальность до цели и угол азимута цели. Дальность до цели (радиальная развертка) получается отклонением луча электронно-лучевой трубки за счет подачи пилообразных импульсов

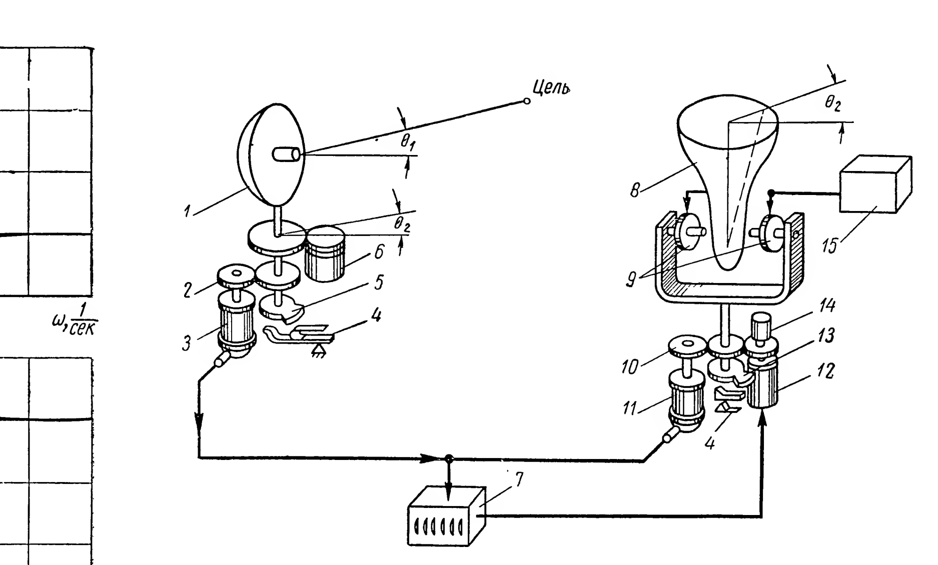


Фиг. VI.50. Амплитудные и фазовые частотные характеристики следящей системы:

1 — желаемая амплитудная частотная характеристика системы $|W_{жс}|$, *2* — желаемая фазовая частотная характеристика системы $\theta_{жс}$; *3* — амплитудная частотная характеристика неизменяемой части системы; *4* — фазовая частотная характеристика неизменяемой части системы; *5* — амплитудная частотная характеристика последовательного корректирующего устройства.

генератором развертки по дальности *15* в отклоняющие катушки *9*. Круговая развертка создается дистанционной следящей системой, поворачивающей отклоняющие катушки вокруг оси электронно-лучевой трубки на угол поворота антенны радиолокатора. В следящей системе в качестве устройств измерения углов рассогласования применены сельсины: *3* — сельсин-датчик (СД); *11* — сельсин-приемник (СП). Для получения одного устойчивого положения отклоняющих катушек в системе применены фазирующие кулачки *5* и *13*. Полная принципиальная схема следящей системы показана на фиг. VI.53. Корректирующее устройство системы состоит из тахогенератора постоянного тока

Фиг. VI.51. Переходный процесс отработки наперед заданного угла рассогласования следящей системы.

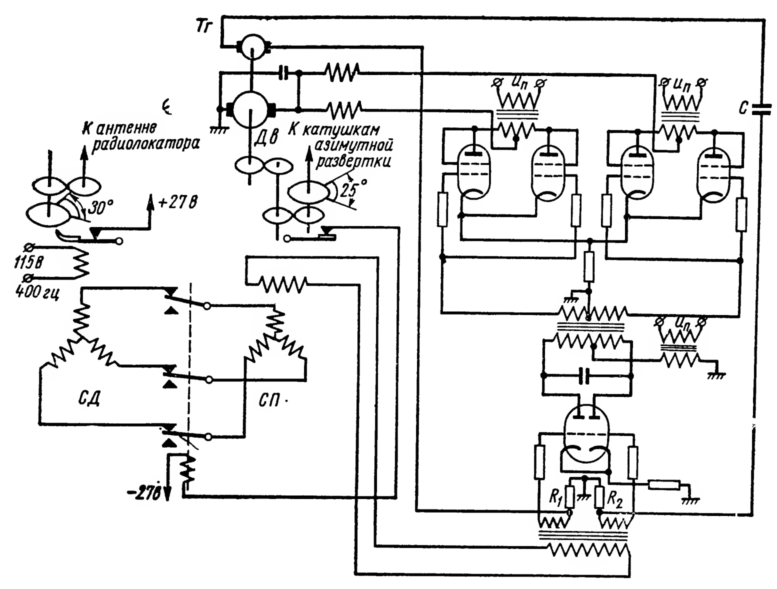


Фиг. VI.52. Блок-схема следящей системы радиально-круговой развертки радиолокационной станции:

1 — **антенна** радиолокатора; *2* — **редуктор** сельсина-датчика; *3* — **сельсин-датчик**; *4* — **контакты фазирующих кулачков**; *5* — **фазирующий кулачок** антенны; *6* — электродвигатель привода антенны; *7* — электронный усилитель; *8* — **электронно-лучевая трубка**; *9* — **катушки азимутальной развертки**; *10* — редуктор сельсин-приемника; *11* — сельсин-приемник; *12* — электродвигатель **следящей системы радиально-круговой развертки**; *13* — **фазирующий кулачок следящей системы**; *14* — **тахогенератор постоянного тока**; *15* — **генератор развертки дальности**.

Тг цепочки *RC* (конденсатора *C* и сопротивлений R_1 и R_2). Электродвигатель системы *Дв* — с последовательным возбуждением. Электронный усилитель питается переменным током частотой 400 *гц* и является не только усилителем, но и фазовым дискриминатором.

В заключение настоящего параграфа рассмотрим два примера позиционных следящих систем для регулирования крутящего момента. На фиг. VI.54 показана упрощенная принципиальная

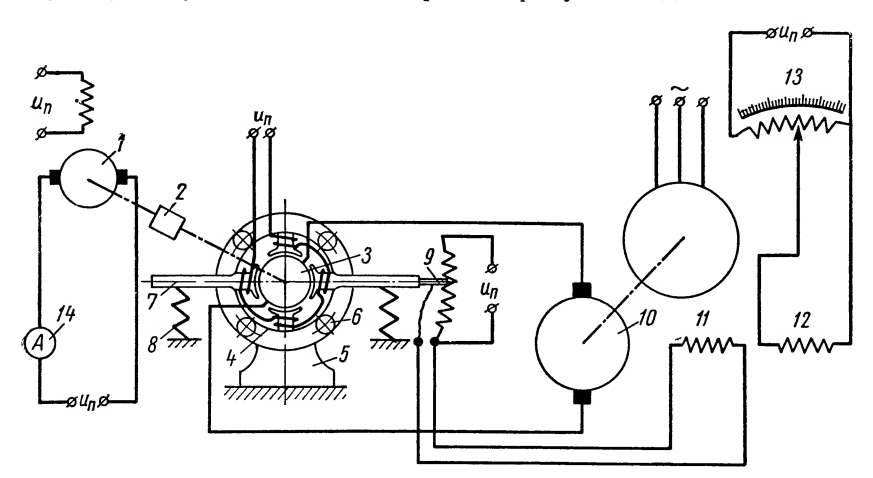


Фиг. VI.53. Принципиальная схема следящей системы радиально-круговой развертки радиолокационной станции.

схема следящей системы установки, применяемой для измерения крутящих моментов электродвигателей. Ось якоря испытываемого электродвигателя *1* через упругую муфту *2* соединена с якорем *3* тормозного электродвигателя. Статор тормозного двигателя *4* установлен таким образом, что может поворачиваться относительно неподвижного корпуса *5*. Для уменьшения момента сопротивления между статором и неподвижным корпусом установлены ролики *6*. Рычаги *7* жестко связаны со статором тормозного электродвигателя и подрессорены пружинами *8*. Один из рычагов *7* прикреплен к движку потенциометра обратной связи *9*. Якорь генератора *10* присоединен к клеммам якоря тормозного электродвигателя. Обмотки *11* и *12* управления генератора выполнены таким образом, что результирующий поток управления определяется разностью потоков от двух обмоток. Обмотка *11* управления соединена с потенциометром обратной связи, а обмотка *12* — с задающим потенциометром *13*. По-

тенциометр *13* имеет шкалу, проградуированную в *кГ · м*. В цепь якоря испытываемого электродвигателя включен амперметр или самописец тока.

Принцип действия установки замера моментов заключается в следующем: оператор вручную или с помощью шагового искателя поворачивает ручку задающего потенциометра *13* на некоторый угол, устанавливая ее против требуемого деления шкалы.

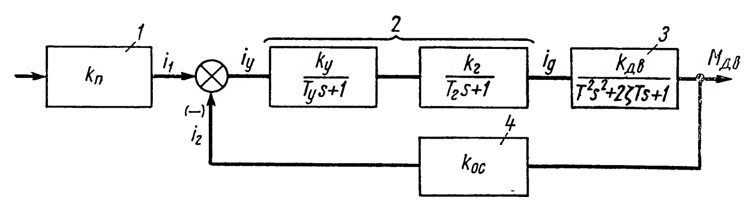


Фиг. VI.54. Упрощенная принципиальная схема следящей системы установки, применяемой для измерения крутящих моментов маломощных электродвигателей.

Пропорционально углу поворота потенциометра изменяется ток обмотки управления генератора, ток его якоря и тормозной момент электродвигателя. Статор тормозного электродвигателя отклоняется на некоторый угол (угол поворота статора пропорционален величине тормозного момента), поворачивая при этом движок потенциометра обратной связи.

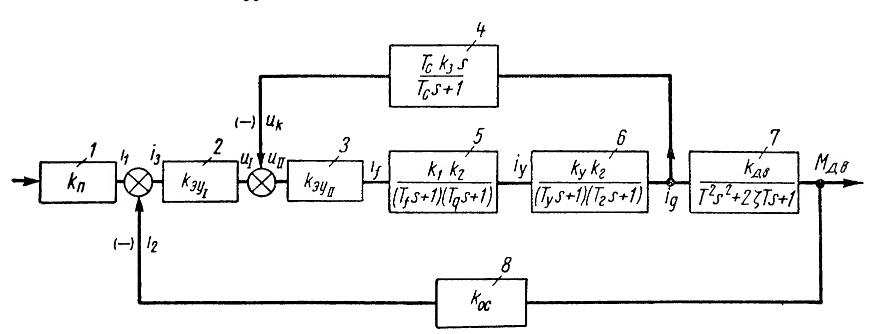
Ток потенциометра обратной связи вызывает поток в обмотке *11* управления, действующий навстречу потока от обмотки *12*, и на валу испытываемого электродвигателя устанавливается вполне определенное значение момента $M_{Дв}$. В цепи якоря электродвигателя потечет ток $i_{uд}$, величина которого регистрируется с помощью амперметра *14* или самописца тока. Задавая несколько значений угла поворота потенциометра *13*, можно получить зависимость крутящего момента испытываемого электродвигателя от тока его якоря. Как видно из структурной схемы системы (фиг. VI.55), точность работы установки зависит от коэффициента усиления генератора. При недостаточном коэффициенте усиления целесообразно в схему ввести два усилителя — электронный и электромашинный, которые соответственно выполняют функции возбудителя и подвозбудителя генератора.

Для получения необходимых запасов устойчивости системы по фазе и модулю нужно применить корректирующее устройство. Структурная схема системы для регулирования крутящего момента с параллельным корректирующим устройством показана



Фиг. VI.55. Структурная схема следящей системы установки, применяемой для измерения крутящих моментов маломощных электродвигателей:

1 — задающий электродвигатель; *2* — генератор; *3* — тормозной электродвигатель; *4* — потенциометр обратной связи; k_n — крутизна характеристики задающего потенциометра; k_y — передаточный коэффициент обмотки управления генератора; T_y — постоянная времени обмотки управления генератора; k_2 — передаточный коэффициент цепи якоря генератора; T_2 — постоянная времени цепи якоря генератора; $k_{Дв}$ — передаточный коэффициент тормозного электродвигателя; T — постоянная времени тормозного электродвигателя, ξ — степень демпфирования тормозного электродвигателя; k_{oc} — передаточный коэффициент обратной связи.



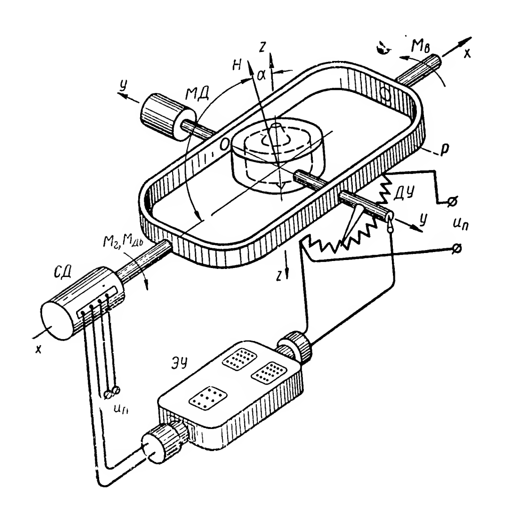
Фиг. VI.56. Структурная схема следящей системы высокой точности для установки, применяемой в качестве устройства измеряющего значения крутящих моментов маломощных электродвигателей:

1 — задающий потенциометр; *2* — первый каскад электронного усилителя; *3* — оконечный каскад электронного усилителя; *4* — корректирующее устройство; *5* — ЭМУ; *6* — генератор; *7* — тормозной электродвигатель; *8* — потенциометр обратной связи; $k_{эуI}$ — коэффициент усиления первого каскада электронного усилителя; $k_{эу_{II}}$ — коэффициент усиления второго каскада электронного усилителя; k_1 и k_2 — передаточные коэффициенты первого и второго каскадов усиления *ЭМУ*, T_f — постоянная времени обмотки управления *ЭМУ*, T_c — постоянная времени корректирующего устройства; ζ — степень демпфирования тормозного электродвигателя

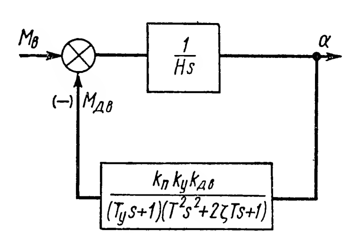
на фиг. VI.56. Эта система при надлежащем выборе параметров обеспечивает точность поддержания момента $M_{Дв}$ не ниже 0,5%.

Моментные следящие системы нашли широкое применение в гироскопических устройствах стабилизации радиолокационных и тепловых пеленгаторов, а также в системах

мах стабилизации летательных аппаратов [17]. Одна из возможных схем одноосного гиростабилизатора показана на фиг. VI.57 [2] и [8]. При воздействии внешнего возмущающего момента $M_в$ по оси стабилизатора (ось xx) гироскоп (ротор с кожухом) прецессирует вокруг оси yy с угловой скоростью $\omega_п$. В результате этой процессии по оси стабилизации возникает гироскопический момент $M_г = H\omega_п \sin [\widehat{H, M_в}]$, который и уравновешивает внешнее возмущение (здесь H — кинетический момент ротора). Вследствие отклонения оси гироскопа zz относительно



Фиг. VI.57. Упрощенная принципиальная схема одноосного гиростабилизатора.



Фиг. VI 58. Структурная схема одноосного гиростабилизатора: $k_п$ — передаточный коэффициент датчика угла (ДУ); $k_у$ — коэффициент усиления электронного усилителя; $T_у$ — постоянная времени электронного усилителя; $k_{Дв}$ — передаточный коэффициент стабилизирующего электродвигателя; T — постоянная времени стабилизирующего электродвигателя; ζ — степень демпфирования стабилизирующего электродвигателя.

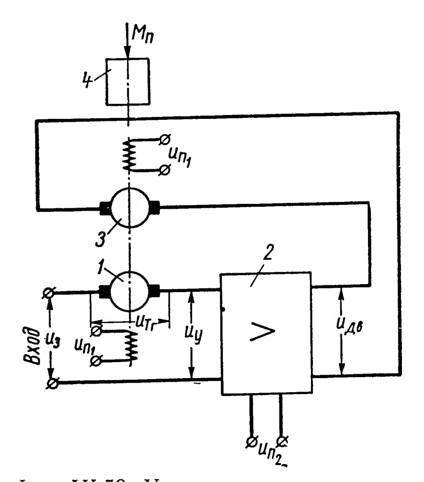
рамки гиростабилизатора P с датчика угла $ДУ$ снимается напряжение, поступающее через электронный усилитель $ЭУ$ на обмотку возбуждения стабилизирующего электродвигателя $СД$. Стабилизирующий электродвигатель развивает момент $M_{Дв}$, пропорциональный углу отклонения α датчика $ДУ$. В этом случае внешнее возмущение уравновешивается суммой двух моментов $(M_г + M_{Дв})$. Следует отметить, что с ростом угла α гироскопический момент $M_г$ уменьшается, а момент разгрузки $M_{Дв}$ увеличивается. При достижении моментом разгрузки величины внешнего возмущения прецессия гироскопа $\omega_п$ прекращается. С помощью такой следящей системы удается обеспечить стабилизацию оси xx независимо от времени действия внешнего возмущающего момента. Моментный датчик $МД$ установлен на оси yy и с его помощью можно управлять положением рамки P относительно оси стабилизации.

На фиг. VI.58 приведена структурная схема гиростабилизатора и даны упрощенные передаточные функции его элементов.

8. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

Интегрирующие скоростные электрические следящие системы непрерывного действия применяются для управления скоростью вращения выходного вала, а также в качестве электромеханических интеграторов вычислительных устройств.

Интегрирующая следящая система состоит из электродвигателя, соединенного с тахогенератором постоянного тока, и электронного или тиратронного усилителя[1]. В электромеханических интеграторах выходной сигнал снимается с потенциометрического датчика, соединенного через редуктор с валом электродвигателя.



Фиг. VI.59. Упрощенная схема интегрирующей следящей системы:

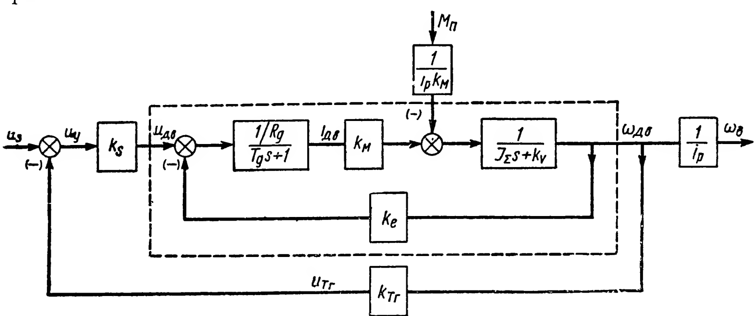
1 — тахогенератор постоянного тока; *2* — электронный (тиратронный) усилитель; *3* — электродвигатель постоянного тока; *4* — редуктор; $u_з$ — задаваемое напряжение; $u_{п_1}$ — напряжение питания постоянного тока.

Упрощенная схема интегрирующей следящей системы приведена на фиг. VI.59. С тахогенератора *1* снимается напряжение, пропорциональное угловой скорости вращения вала электродвигателя или выходного вала системы. Входное напряжение $u_з$ сравнивается с напряжением $u_{Тг}$ тахогенератора и сигнал разности этих напряжений $u_у$ (ошибка) подается на электронный или тиратронный усилитель *2*. Выходной сигнал с усилителя $u_{Дв}$ управляет вращением электродвигателя постоянного тока *3*. Через редуктор *4* к валу электродвигателя приложена нагрузка $M_n(t)$. В качестве электродвигателей привода в интегрирующих следящих системах могут применяться те же электродвигатели, что и в следящих системах с управлением по положению. Выбор типа электродвигателя зависит от рода источника питания, типа усилителя, механической нагрузки на валу, точности работы системы, плавности и диапазона регулирования и т. д. В данной системе (фиг. VI.59) обмотки возбуждения двигателя и тахогенератора питаются постоянным напряжением u_{n_1}, а электронный усилитель подключен к сети переменного тока с напряжением питания u_{n_2}. Сигнал ошибки в интегрирующих следящих системах постоянного тока, как правило, является напряжением постоянного тока,

---

[1] В ряде схем тахогенератор не применяется и с электродвигателя снимается напряжение противо- э. д. с., пропорциональное угловой скорости вращения вала электродвигателя.

поэтому наиболее часто в таких системах применяются электронные усилители постоянного тока. Однако в высококачественных интегрирующих следящих системах эти усилители уже не могут быть применены из-за нестабильности их работы во времени (образующиеся уходы нулей усилителей вызывают ложные сигналы управления). В таких схемах применяются модуляторы и основное усиление осуществляется на усилителях переменного тока[1]. Корректирующие цепи в интегрирующих системах применяются не только для получения нужной точности регулирования и требуемых показателей качества, но и для ослабления явления коллекторных пульсаций тахогенератора.



Фиг. VI.60. Структурная схема интегрирующей следящей системы.

Выбор параметров следящей системы производится на основании заданных техническими условиями требований: статической, кинематической и динамической точностей, диапазона регулирования скорости, времени протекания переходного процесса и полосы пропускания входного сигнала. Структурная схема простейшей интегрирующей следящей системы показана на фиг. VI. 60, причем в пунктирный прямоугольник заключены элементы схемы, относящиеся к электродвигателю.

На фиг. VI. 61 показаны логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики интегрирующей следящей системы, применяемой для тарировки гироскопических приборов. Передаточная функция этой системы имеет вид

$$\Phi(j\omega) = \frac{W'(j\omega)}{1 + W(j\omega)}, \qquad \text{(VI.79)}$$

где

$$W'(j\omega) = \frac{k_s k_{Дв}}{(T_{\text{I}} j\omega + 1)(T_{\text{II}} j\omega + 1)};$$

$$W(j\omega) = \frac{k_s k_{Дв} k_{Тг}}{(T_{\text{I}} j\omega + 1)(T_{\text{II}} j\omega + 1)}.$$

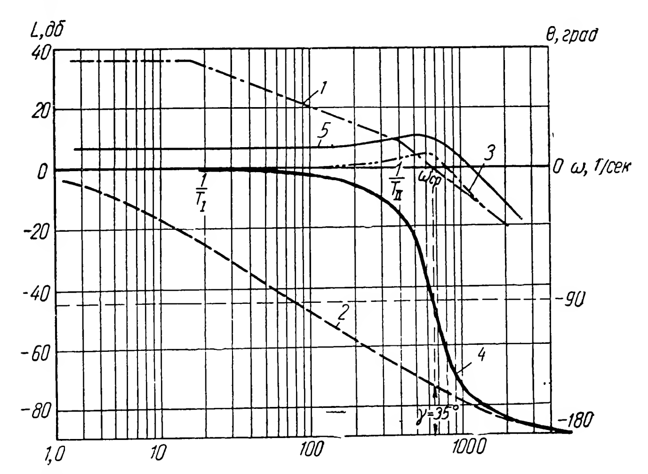
[1] Следящие системы переменного тока рассматриваются в следующей главе.— *Прим. ред.*

При построении характеристик были приняты следующие параметры системы:

$k_s = 27;$ $T_{\mathrm{I}} = 0{,}08$ *сек*;

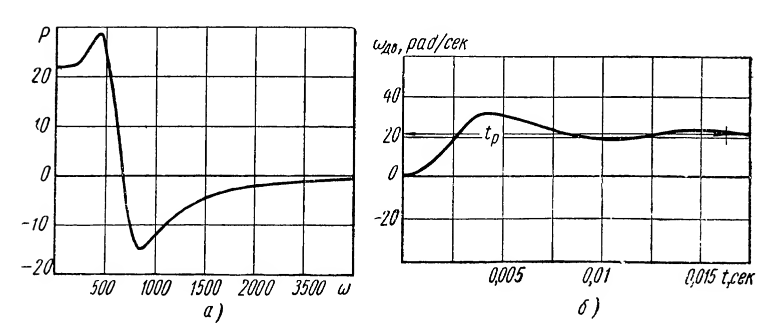
$k_{Дв} = 5{,}2$ *рад/в · сек*; $T_{\mathrm{II}} = 0{,}0025$ *сек*.

$k_{Тг} = 0{,}45$ *в · сек/рад*;



Фиг. VI.61. Амплитудная и фазовая частотные характеристики интегрирующей следящей системы:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы; *3* — амплитудная характеристика $\left|\frac{1}{1+W(j\omega)}\right|$; *4* и *5* — соответственно амплитудные и фазовая частотные характеристики замкнутой системы.



Фиг. VI.62. Вещественная характеристика замкнутой системы и переходной процесс по скорости $\omega_{Дв}$ интегрирующей следящей системы.

Из рассмотрения характеристик (фиг. VI. 61) видно, что следящая система обладает запасом устойчивости ($\gamma = 35°$). Частота среза системы достигает $\omega_c = 600$ *1/сек*.

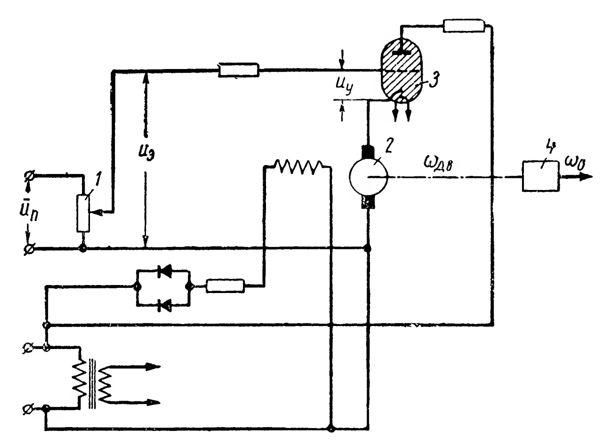
На фиг. VI. 62 показаны: вещественная характеристика замкнутой системы $P(\omega)$ (фиг. VI.62,*а*) и переходной процесс $\omega_{Дв}(t)$ (фиг. VI. 62, *б*) при отработке сигнала $u_з(t)$, заданного в виде ступенчатой функции (величина ступеньки была принята равной 10 *в*). Время протекания переходного процесса (см. фиг. VI. 62, *б*) составляет 0,016 *сек*, что указывает на высокое быстродействие интегрирующей следящей системы.

Как правило, интегрирующие следящие системы имеют быстродействие на порядок выше, чем позиционные следящие системы [1].

Более подробно интегрирующие следящие системы и построенные на их основе сглаживающие следящие системы рассмотрены в IV томе.

9. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ИНТЕГРИРУЮЩИХ ПРИБОРНЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Рассмотрим интегрирующую следящую систему, применяемую для стабилизации скорости вращения барабана шлейфового осциллографа [2]. Упрощенная схема следящей системы показана на фиг. VI. 63. С потенциометра *1* регулировки скорости



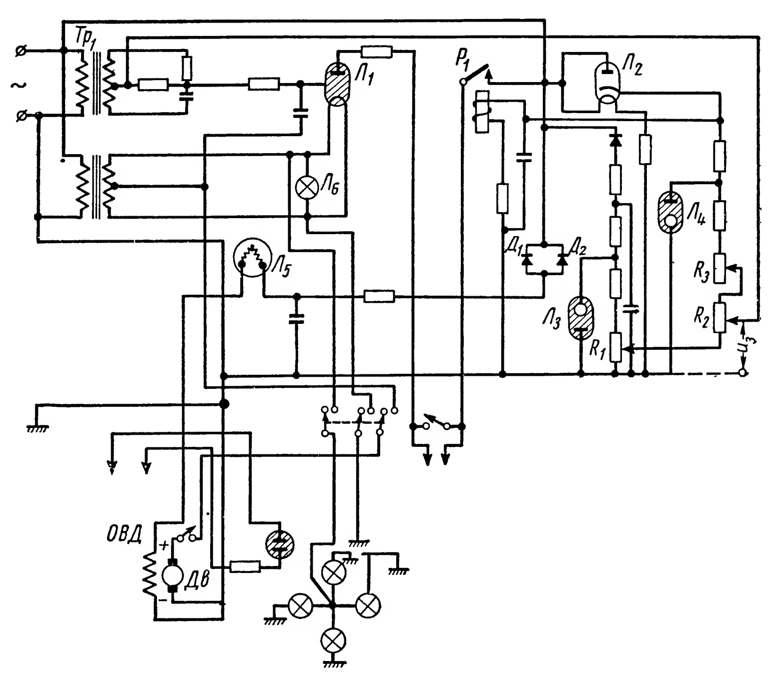
Фиг. VI.63. Упрощенная схема интегрирующей следящей системы для стабилизации скорости вращения барабана шлейфового осциллографа.

снимается управляющее напряжение $u_з$. Это напряжение сравнивается с противо-э. д. с. $k_e\omega_{Дв}$ электродвигателя *2* и поступает в виде сигнала ошибки $u_у$ на сетку тиратрона *3*. Если на-

[1] Если в этих системах применены одни и те же электродвигатели, а коэффициенты усиления электронных усилителей обеспечивают одинаковые запасы устойчивости систем по фазам.

[2] См. «Схемы промышленной электроники». Изд. иностр. лит., 1959, с. 225.

пряжение якоря электродвигателя падает на 2 *в* ниже потенциала сетки, то при поступлении синусоидального напряжения положительного полупериода на анод тиратрона, последний зажигается и сигнал управления возрастает, что приводит к увеличению скорости вращения якоря электродвигателя и связанного с ним через редуктор *4* барабана шлейфового осциллографа. В установившемся состоянии противо-э. д. с. электродвигателя



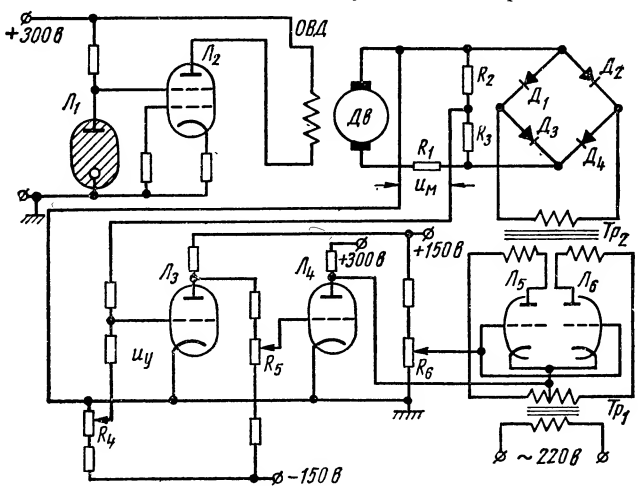
Фиг. VI.64. Полная принципиальная схема интегрирующей следящей системы регулирования скорости вращения барабана шлейфового осциллографа.

должна несколько превышать напряжение входного сигнала. Величина этого превышения зависит от данных тиратрона. Электродвигатель в рассматриваемой схеме является нереверсивным, но обеспечивает весьма высокие пределы регулирования по скорости (диапазон регулирования скорости 1 : 3600). Полная принципиальная схема этой следящей системы показана на фиг. VI. 64.

Напряжение управления $u_з$ поступает в сетку тиратрона $Л_1$. Так как это напряжение является постоянным, то пределы регулирования угла зажигания тиратрона изменяются от 0 до 90°, а пределы регулирования скорости барабана не превышают 1 : 400 — 1 : 500. Для расширения диапазона регулирования скорости вращения якоря электродвигателя *Дв* в цепь сетки тира-

трона наряду с постоянным напряжением вводится небольшое по амплитуде переменное напряжение. При подаче переменной составляющей от трансформатора $Тр_1$ расширяются пределы регулирования угла зажигания тиратрона от 0 до 180°.

Потенциометры R_1, R_2 и R_3 служат для изменения скорости вращения барабана (потенциометр R_1 осуществляет регулировку малых скоростей вращения, потенциометр R_2 — средней скорости вращения, а потенциометр R_3 — больших скоростей). Потенциометры питаются выпрямленным напряжением. В качестве выпрямителя в схеме используется электронная лампа $Л_2$.



Фиг. VI.65. Принципиальная схема интегрирующей следящей системы с электронным усилителем.

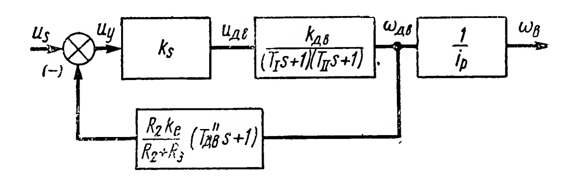
Для получения соответствия между положением ручек потенциометров и скоростью вращения барабана потенциометры зашунтированы стабилотронами $Л_3$ и $Л_4$. Выпрямленное напряжение через цепь диодов $Д_1$ и $Д_2$ поступает на обмотку возбуждения электродвигателя *ОВД*. Постоянство тока возбуждения поддерживается барретором $Л_5$. Реле $Р_1$ с выдержкой времени включает анодное напряжение тиратрона после его полного прогрева. Лампочка $Л_6$ является индикаторной и указывает на включение под напряжение нити накала тиратрона.

Для управления скоростью вращения якоря электродвигателя мощностью до 20—30 *вт* применяются схемы на электронных лампах (без использования тиратронов в оконечном каскаде). На фиг. VI. 65 показана принципиальная схема интегрирующей следящей системы с электронным усилителем [1]. В ней, как и в ранее рассмотренной следящей системе, отсутствует тахогенератор. Поэтому в схеме используется тахометрический мост, со-

[1] См. Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления, М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.

стоящий из электродвигателя независимого возбуждения *Дв* и сопротивлений R_1, R_2 и R_3. Эти сопротивления подбираются таким образом, чтобы падение напряжения в якоре электродвигателя было бы компенсировано падением напряжения на сопротивлении R_1. Тогда напряжение, снимаемое с моста $u_м$, будет пропорционально скорости вращения якоря электродвигателя $\omega_{Дв}$. Это напряжение сравнивается с управляющим напряжением $u_з$, снимаемым с сопротивления R_4.

Ошибка системы в виде напряжения $u_у$ поступает на сетку триода $Л_3$. Напряжение ошибки усиливается двумя каскадами усиления, поступает на оконечный каскад (лампы $Л_5$ и $Л_6$) и управляет скоростью вращения электродвигателя. Якорь электродвигателя *Дв* подключен к оконечному каскаду электронного



Фиг. VI.66. Структурная схема интегрирующей следящей системы с электронным усилителем.

усилителя через трансформатор $Тр_2$ и мост диодных выпрямителей $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$.

Аноды ламп $Л_5$ и $Л_6$ питаются переменным током через силовой трансформатор $Тр_1$, а аноды ламп $Л_2$, $Л_4$ и $Л_3$ — постоянным током напряжением 300 и 150 *в* соответственно. Для получения высокой стабильности работы системы обмотка возбуждения электродвигателя питается через стабилизатор, состоящий из пентода $Л_2$ и стабилотрона $Л_1$. Данная схема следящей системы обеспечивает регулирование скорости электродвигателя в диапазоне 1 : 40.

Регулировка системы осуществляется с помощью потенциометров R_5 и R_6.

Для уменьшения влияния искрения коллектора на выходной сигнал u_s выходные клеммы тахометрического моста целесообразно шунтировать конденсатором.

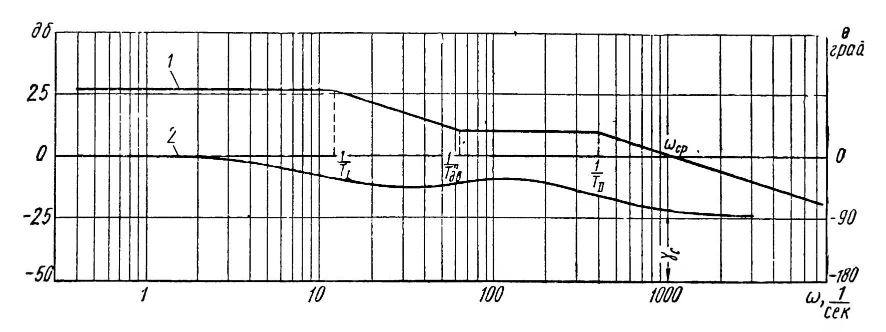
Структурная схема этой системы приведена на фиг. VI.66. Ее передаточная функция имеет вид

$$\frac{\Omega_{Дв}(s)}{U_1(s)} = \frac{\dfrac{k_s \cdot k_{Дв}}{(T_{\rm I}s+1)(T_{\rm II}s+1)}}{1+\dfrac{\dfrac{R_2 k_s k_{Дв} k_e}{R_2+R_3}(T''_{Дв}s+1)}{(T_{\rm I}s+1)(T_{\rm II}s+1)}}, \qquad \text{(VI.80)}$$

где
$$W(s) = \frac{\frac{R_2 k_s k_{Дв} k_e}{R_2 + R_3}(T''_{Дв}s+1)}{(T_I s + 1)(T_{II} s + 1)}.$$

Приняв за параметры системы $T_I = 0{,}08$ *сек*; $T_{II} = 0{,}0025$ *сек*; $k_{Дв} = 25$ *рад/в · сек*, получим соответствующие частотные характеристики.

На фиг. VI.67 показаны логарифмическая амплитудная и фазовая частотная характеристики разомкнутой системы, полученные при $R_д = 51$ *ом* — сопротивление якоря двигателя; $R_1 = 51$ *ом*; $R_2 = 220$ *ком*; $R_3 = 220$ *ком*.



Фиг. VI.67. Амплитудная и фазовая частотные характеристики интегрирующей следящей системы с электронным усилителем:

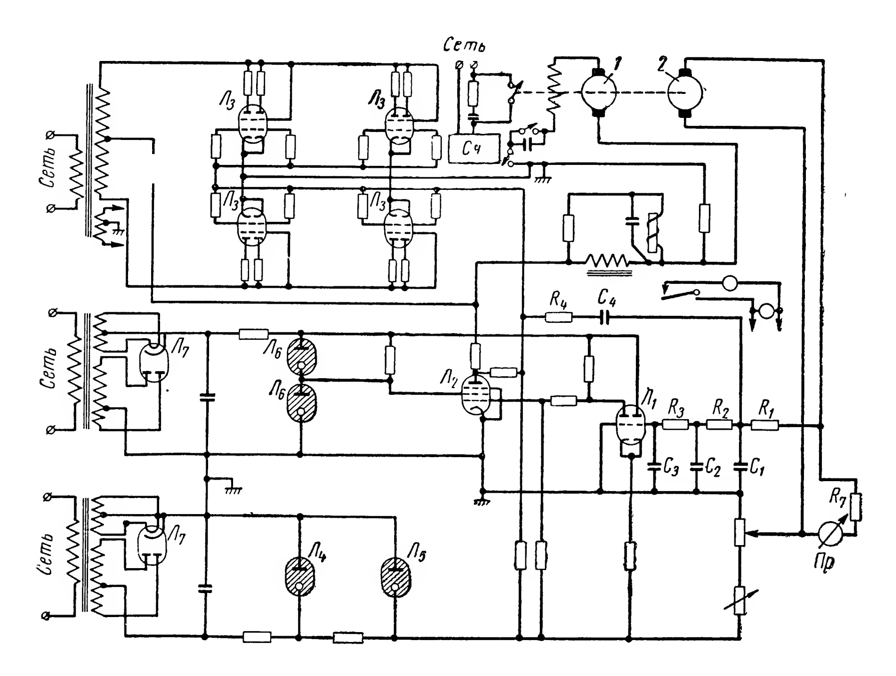
1 — амплитудная характеристика $|W(j\omega)|$; *2* — фазовая характеристика $\theta(\omega)$.

В качестве еще одного примера рассмотрим интегрирующую следящую систему, применяемую в системе регулирования расхода жидкости при помощи весов, взвешивающих жидкость[1]. Система регулирования расхода жидкости состоит из двух следящих систем: первая система управляет краном, через который вытекает жидкость; вторая система управляет скоростью вращения винта, перемещающего груз. Груз уравновешивает весы, на втором плече которых установлен контейнер с жидкостью. Точность поддержания расхода составляет 0,5%, что указывает на весьма высокую точность работы всей системы автоматического регулирования.

Рассмотрим более подробно следящую систему, управляющую скоростью перемещения груза. Принципиальная схема этой системы показана на фиг. VI.68. Электродвигатель последовательного возбуждения *1* через понижающий редуктор приводит во вращение винт, перемещающий груз. Вал электродвигателя соединен с валом тахогенератора *2*. Выходное напряжение тахогенератора сравнивается с заданным напряжением при помощи

[1] Pedersen S. R. «Electronics», june 1952, № 194.

дифференциального усилителя, выполненного на лампе $Л_1$. Образующееся при этом напряжение сигнала ошибки усиливается с помощью усилительного каскада, выполненного на пентоде $Л_2$. Усиленное таким образом напряжение управляет потенциалом сеток ламп $Л_3$. В качестве ламп $Л_3$ могут быть использованы восемь ламп типа ГУ-29. Эти лампы не только выпрямляют



Фиг VI.68. Принципиальная схема интегрирующей следящей системы для управления скоростью перемещения груза.

сигнал, но и усиливают его до мощности, потребляемой электродвигателем с последовательным возбуждением.

Для подавления коллекторных пульсаций тахогенератора применен фильтр нижних частот (R_1; R_2; R_3; C_1, C_2 и C_3). В системе применено параллельное корректирующее устройство (R_4; C_4), обеспечивающее получение требуемого качества регулирования системы.

Управляющее устройство стабилизируется двумя стабилотронами $Л_4$ и $Л_5$. Стабилизированный выпрямитель на кенотроне $Л_1$ при помощи двух стабилотронов $Л_6$ обеспечивает постоянство анодного напряжения, питающего усилительный и дифференцирующий каскады схемы. Правильность работы тахогенератора контролируется прибором *Пр*. Для контроля оборотов электродвигателя применен счетчик оборотов *Сч*.

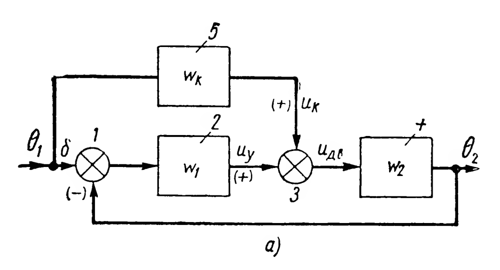
10. СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

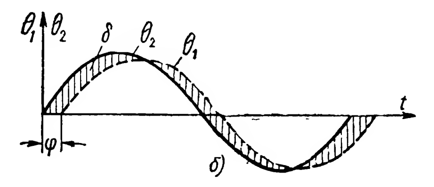
Высокие требования к динамической точности работы следящих систем привели к созданию систем с комбинированным управлением. В настоящее время существует большое количество различных приборных следящих систем с комбинированным управлением. Однако большинство из них представляет собой:

а) соединение систем или устройств замкнутого и разомкнутого циклов (см. фиг. VI.4, *а*);

б) объединение позиционных и скоростных систем в одну (см. фиг. VI.4, *б*).

Упрощенная структурная схема следящей системы комбинированного управления первого типа показана на фиг. VI.69, *а*. Из фигуры видно, что комбинированная следящая система состоит из следующих основных устройств: сравнивающего и измерительного устройств *1*, электронного усилителя (первый каскад) *2*, сумматора *3*, электронного усилителя (последние каскады) и электродвигателя с редуктором *4*, корректирующего устройства *5*, вырабатывающего сигналы, пропорциональные скорости задающего вала, ускорению и т. д.





Фиг. VI.69. Следящая система с комбинированным управлением:

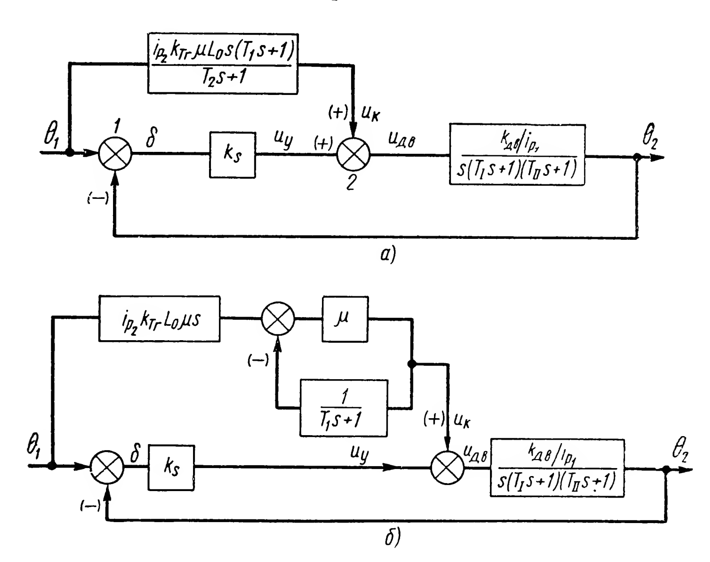
а — структурная схема. W_1 — передаточная функция измерительного устройства и электронного усилителя; W_2 — передаточная функция электродвигателя и редуктора; $W_к$ — передаточная функция корректирующего устройства; *б* — определение угла рассогласования в следящей системе при отработке системой заданного синусоидального сигнала.

Рассмотрим, какими особенностями будет обладать следящая система с комбинированным управлением. Представим себе, что в следящей системе фиг. VI.69, *а* отсутствует сигнал $u_к$, тогда комбинированная следящая система превращается в обычную позиционную следящую систему. Угол рассогласования в такой системе представляет собой разность между заданным $\theta_1(t)$ и отработанным $\theta_2(t)$ сигналами.

На фиг. VI.69,*б* показан характер изменения углов рассогласования при синусоидальном входном сигнале θ_1. Выходной сигнал θ_2 отстает по фазе от входного сигнала на величину φ. Теперь подадим сигнал $u_к$ в систему таким образом, чтобы он поступал с опережением по фазе $\varphi_к = \varphi$. В этом случае отставание выходного сигнала по фазе наблюдаться в системе не будет, так

как опережение по фазе в корректирующем устройстве полностью компенсирует фазовое запаздывание электродвигателя. Сигналы $\theta_1(t)$ и $\theta_2(t)$ полностью совпадут, и угол рассогласования в системе будет равен нулю. Однако и при этом следящая система будет работать нормально, так как сигнал $\theta_1(t)$ все время поступает в нее через корректирующее устройство *5*.

Впервые на возможность создания таких систем в 1938 г. указал Г. В. Щипанов [19]. Теоретическое обоснование систем с



Фиг. VI.70. Структурные схемы простейших комбинированных следящих систем:

а — с тахометрическим корректирующим устройством и фазоопережающим фильтром; *б* — с тахометрическим корректирующим устройством и фазозапаздывающим фильтром в обратной связи.

комбинированным управлением было выполнено позднее Н. Н. Лузиным, П. И. Кузнецовым [10] и В. С. Кулебакиным [9].

Следует заметить, что на практике получить полную компенсацию фазового сдвига в рабочем диапазоне частот при сохранении амплитуды выходного сигнала достаточно трудно. Поэтому в следящих системах с комбинированным управлением наблюдаются весьма малые значения углов рассогласования Высокая динамическая точность обеспечивает в них широкую полосу пропускания входного сигнала. Последнее качество этих систем делает их практически незаменимыми в следящих приводах подвижных моделирующих платформ, применяемых для моделирования различного рода динамических процессов с включением реальной аппаратуры. Например, при моделировании контура стабилизации самолета с автопилотом уравнения динамики полета самолета набираются на электронном интег-

раторе, а гироскопические датчики автопилота устанавливаются на подвижной платформе. Следящий привод платформы отрабатывает углы курса самолета, которые получаются при решении уравнений динамики полета самолета [7]. Полоса пропускания следящей системы такой платформы должна обеспечивать прохождение колебаний оси самолета без существенных амплитудных и фазовых искажений. Кроме того, комбинированные следящие системы применяются в высококачественных вычислительных устройствах.

Рассмотрим одну из простейших систем с комбинированным управлением. Ее структурная схема показана на фиг. VI.70,*а*. Уравнение сумматора *2* в операторной форме можно представить в следующем виде:

$$U_{Дв}(s) = U_y(s) + U_к(s). \tag{VI.81}$$

Из фиг. VI.70,*а* найдем

$$\left.\begin{aligned} U_y(s) &= k_s \Delta(s); \\ U_к(s) &= \frac{i_{p_2} k_{Tг} \mu L_0 s (T_{\rm I} s + 1)}{T_2 s + 1} \Theta_1(s); \\ \text{и} \qquad U_{Дв}(s) &= \frac{s(T_{\rm I} s + 1)(T_{\rm II} s + 1)}{\dfrac{k_{Дв}}{i_{p_1}}} \Theta_2(s). \end{aligned}\right\} \tag{VI.82}$$

Подставив значения $U_{Дв}(s)$, $U_к(s)$ и $U_y(s)$ из выражений (VI.82) в формулу (VI.81) и учитывая, что уравнение сравнивающего элемента *1* имеет вид

$$\Delta(s) = \Theta_1(s) - \Theta_2(s),$$

получим выражение для передаточной функции замкнутой системы в виде

$$\Phi(s) = \frac{1 + W'(s)}{1 + W''(s)}, \tag{VI.83}$$

где

$$W'(s) = \frac{s(T_1 s + 1)}{T_2 s + 1} \cdot \frac{i_{p_2} k_{Tг} \mu L_0}{k_s};$$

$$W''(s) = s(T_{\rm I} s + 1)(T_{\rm II} s + 1) \frac{i_{p_1}}{k_s k_{Дв}}.$$

Примем следующие значения параметров комбинированной следящей системы:

$$T_{\rm I} = 0{,}1\ сек;\ T_1 = 0{,}1\ сек;\ T_2 = 0{,}005\ сек;$$

$$T_{\rm II} = 0{,}006\ сек;$$

$$\frac{i_{p_1}}{k_s k_{Дв}} = \frac{i_{p_2} k_{Tг} \mu L_0}{k_s} = \frac{1}{23{,}7}$$

и построим логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики всей системы.

На фиг. VI.71,*а* приведена амплитудная характеристика $W'(j\omega)$ | — обозначена цифрой *1*, и фазовая $\theta'(\omega)$ — цифрой *2*. Здесь же построена амплитудная *3* и фазовая *4* частотные характеристики, вычисленные по передаточной функции $1 + W'(j\omega)$.

На фиг. VI.71,*б* показаны амплитудная характеристика $W''(j\omega)$ — кривая *1* и фазовая $\theta''(\omega)$ — кривая *2*. Цифрами *3* и *4* обозначены амплитудная и фазовая частотные характеристики, полученные по передаточной функции $\frac{1}{1+W''(j\omega)}$. Сложив характеристику *3* (фиг. VI.71,*а*) с характеристикой *3* (фиг. VI.71,*б*), получим амплитудную характеристику всей системы $|\Phi(j\omega)|$ — кривая *5*. Выполнив аналогичную операцию с характеристиками *4* (фиг. VI. 71, *а* и *б*), получим фазовую характеристику всей системы $\varphi(\omega)$ — кривая *6*.

Из фиг. VI.71,*б* видно, что полоса пропускания входного сигнала системы по уровню единицы равна 32 1/*сек* при фазовом сдвиге $\varphi = 10°$. Максимальное значение амплитуды $|\Phi(j\omega)|$ в диапазоне частот ω от 0 до 170 равно 0 *дб*. Из этой же фигуры видно, что полоса пропускания замкнутой системы будет тем шире, чем меньше будут отличаться амплитудные и фазовые частотные характеристики передаточной функции $W'(j\omega)$ соответственно от амплитудной и фазовой частотных характеристик передаточной функции $W''(j\omega)$. В нашем случае эта разница будет минимальной, когда постоянная времени T_2 будет стремиться к нулю. Для уменьшения постоянной времени T_2 применяют более сложные корректирующие устройства.

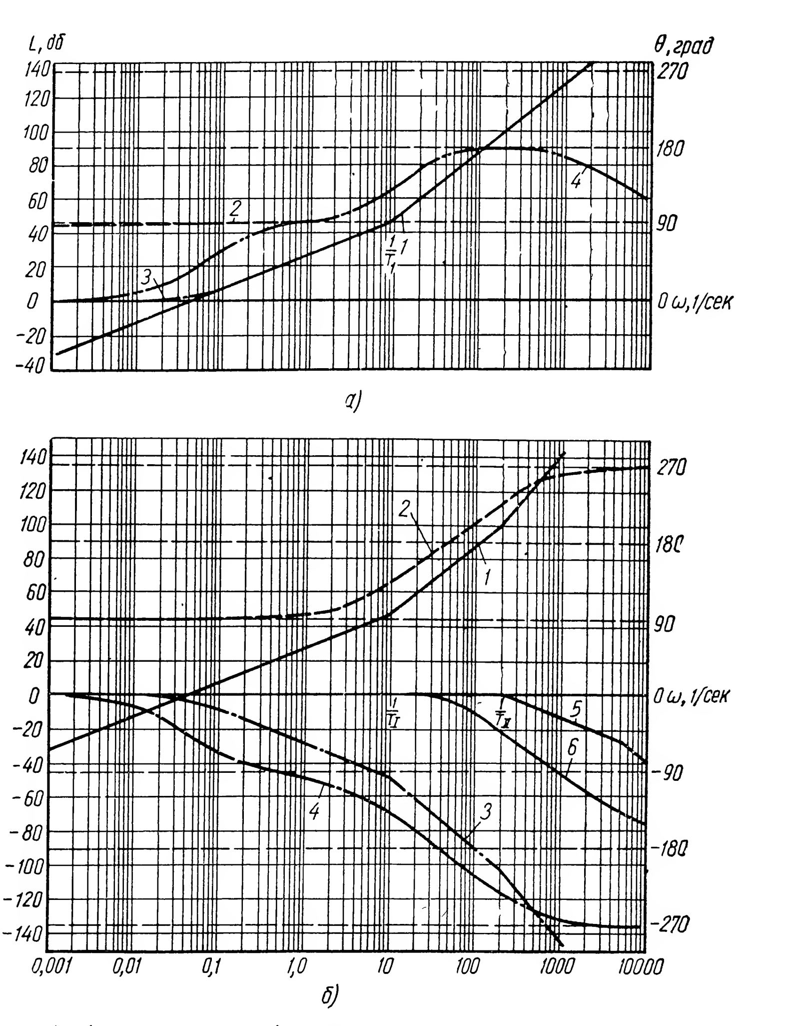
На фиг. VI.70,*б* показана комбинированная следящая система, в которой в корректирующее устройство введен дополнительный электронный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью. Этот усилитель имеет фазозапаздывающий фильтр. Основной усилитель включен после тахогенератора и имеет коэффициент усиления $L_0\mu$. Передаточную функцию этого корректрующего устройства можно записать в виде

$$W_к(s) = i_{p_2}k_{Tг}L_0\mu \frac{\mu}{1+\frac{\mu}{T_1s+1}} s. \qquad (VI.84)$$

Полагая $\mu \gg 1$, можно написать

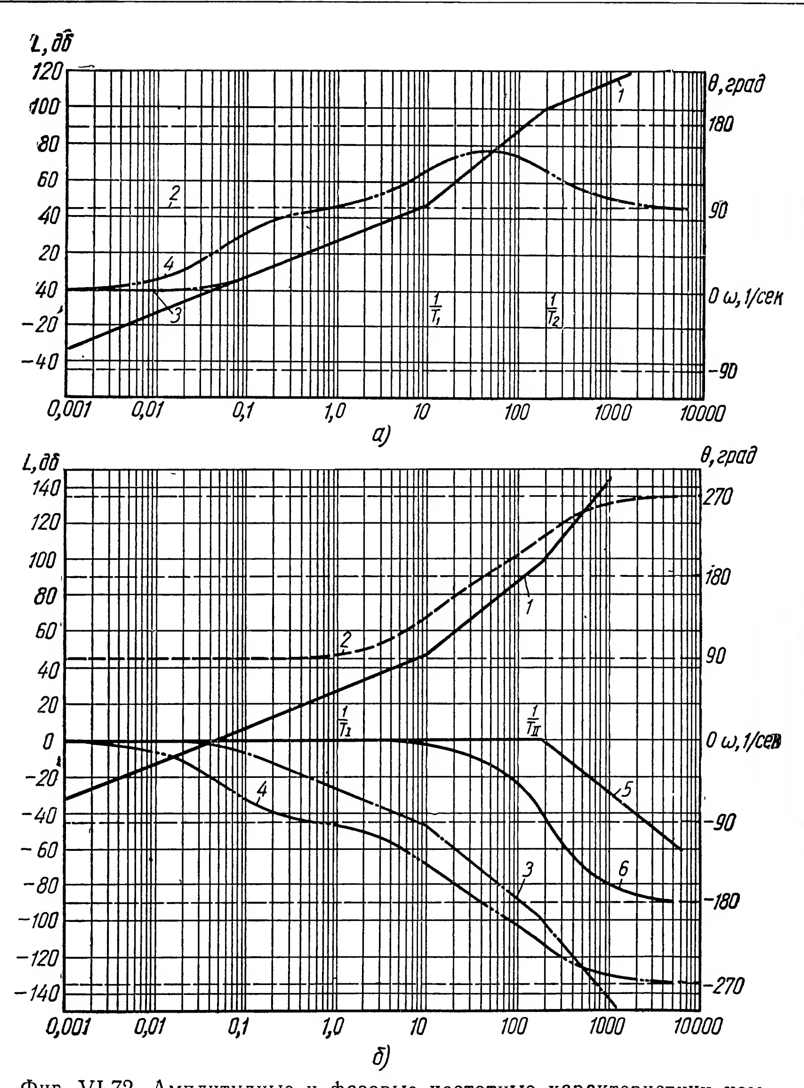
$$W_к(s) = \frac{i_{p_2}k_{Tг}L_0\mu\,(T_1s+1)\,s}{\frac{T_1}{\mu}s+1}, \qquad (VI.85)$$

и при достаточно больших значениях μ выражение $\frac{T_1}{\mu}s$ в рабочей полосе пропускания оказывает практически ничтожное вли-



Фиг. VI.71. Амплитудные и фазовые частотные характеристики комбинированной следящей системы с тахометрическим корректирующим устройством и фазоопережающим фильтром:

а — частотные характеристики для передаточных функций $1 + W'(j\omega)$: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W'(j\omega)$; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $[1 + W'(j\omega)]$, *б* — частотные характеристики для передаточной функции замкнутой системы· *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W''(j\omega)$; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\left[\frac{1}{1+W''(j\omega)}\right]$; *5* и *6* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутой системы.



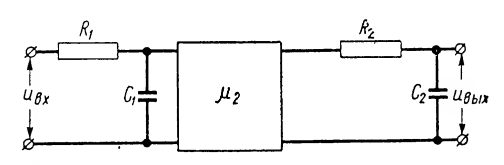
Фиг. VI.72. Амплитудные и фазовые частотные характеристики комбинированной следящей системы с тахометрическим корректирующим устройством и фазозапаздывающим фильтром в обратной связи:

а — частотные характеристики для передаточной функции $[1 + W'(j\omega)]$: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W'(j\omega)$; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $[1 + W'(j\omega)]$; *б* — частотные характеристики для всей комбинированной системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W''(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\left[\frac{1}{1+W''(j\omega)}\right]$; *5* и *6* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\Phi(j\omega)$.

яние на амплитудную и фазовую частотные характеристики передаточной функции $W'(j\omega)$.

На фиг. VI.72,*а* показаны частотные характеристики, построенные по передаточным функциям $W'(j\omega)$ (кривые *1* и *2*) и $1 + W'(j\omega)$ (кривые *3* и *4*).

Ниже, на фиг. VI.72,*б*, показаны частотные характеристики по передаточным функциям $W''(j\omega)$ (кривые *1* и *2*) и $\frac{1}{1+W''(j\omega)}$ (кривые *3* и *4*). На фиг. VI.72,*б* показаны результирующие амплитудная $|\Phi(j\omega)|$ и фазовая $\varphi(\omega)$ характеристики следящей системы с корректирующим устройством [формула (VI.85)]. Полоса пропускания этой системы расширилась и по уровню, равному единице, составляет $\omega = 90$ *1/сек* (при фазовом сдвиге $\varphi = 10°$). Еще лучшие результаты могут быть получены, если фазозапаздывающее корректирующее устройство несколько усложнить (см. фиг. VI.73). Электронный усилитель с коэффициентом μ_1 разделяет две фазозапаздывающие цепочки R_1, C_1 и R_2, C_2. Тогда передаточная функция корректирующего устройства может быть записана в виде



Фиг. VI.73. Фазозапаздывающий фильтр для корректирующих устройств комбинированных следящих систем с электронным усилителем.

$$W_к(s) = i_{p_2}k_{Tг}L_0\mu_3 \frac{\mu_2}{1 + \frac{\mu_1\mu_2}{(T_1s+1)(T_2s+1)}} s \qquad \text{(VI.86)}$$

и при $\mu_1\mu_2 \gg 1$ получим

$$W_к(s) = \frac{i_{p_2}k_{Tг}L_0\mu\,(T_1\,s+1)(T_2\,s+1)\,s}{(T'_1s+1)(T'_2s+1)}, \qquad \text{(VI.87)}$$

где

$$\mu = \frac{\mu_3}{\mu_1},$$

а постоянные времени T'_1 и T'_2 определяются из следующей системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \frac{T_1T_2}{\mu_1\mu_2} &= T'_1T'_2; \\ \frac{T_1+T_2}{\mu_1\mu_2} &= T'_1+T'_2. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI.88)}$$

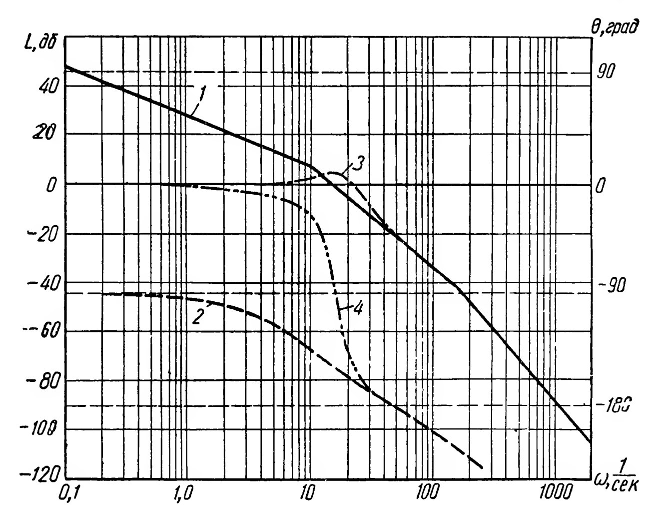
При больших значениях $\mu_1 \cdot \mu_2$ постоянные времени T'_1 и T'_2 уменьшаются, а полоса пропускания системы расширяется. По-

стоянные времени корректирующего устройства выбираются из следующего условия:

$$T_1 = T_{\mathrm{I}};\ T_2 = T_{\mathrm{II}},$$

при котором получается наиболее широкая полоса пропускания входного сигнала в комбинированной следящей системе.

На фиг. VI.74 показаны логарифмические амплитудные и фазовые характеристики замкнутой простейшей позиционной следящей системы (кривые *1* и *2* — для разомкнутой системы, а



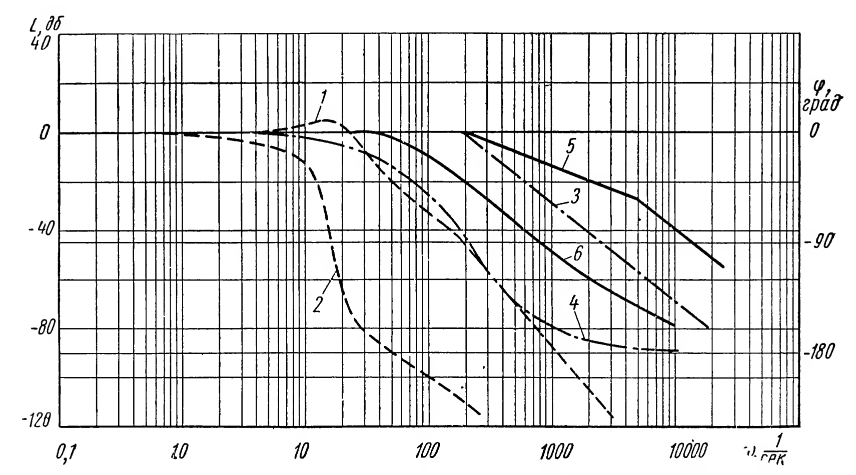
Фиг. VI.74. Амплитудные и фазовые характеристики замкнутой позиционной следящей системы.

кривые *3* и *4* — для замкнутой). Полоса пропускания этой системы по уровню, равному единице, порядка 22 1/*сек* при $\varphi = 75°$.

Сравнительная оценка различных систем по полосе пропускания входного сигнала может быть сделана по логарифмическим амплитудным и фазовым частотным характеристикам: $|\Phi(j\omega)|$ и $\varphi(\omega)$, приведенным на фиг. VI.75. Кривыми *1* и *2* обозначены амплитудная и фазовая частотные характеристики обычной позиционной следящей системы, а кривыми *3* и *4* — амплитудная и фазовая характеристики комбинированной приборной следящей системы, показанной на фиг. VI.70,*а*. Кривыми *5* и *6* обозначены амплитудная и фазовая частотные характеристики комбинированной приборной следящей системы, показанной на фиг. VI.70,*б*.

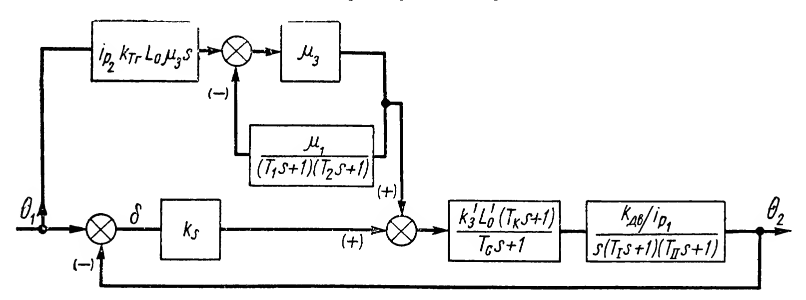
Как видно из фиг. VI.75, следящие системы с комбинированным управлением обладают полосой пропускания входного сигнала в несколько раз большей, по сравнению с обычными позиционными следящими системами. Применяя в комбинированных

следящих системах дополнительные последовательные и параллельные корректирующие устройства, обеспечивающие устойчивость системы при больших значениях передаточных коэффициентов, удается получить еще большие полосы пропускания.



Фиг. VI.75. Амплитудные и фазовые частотные характеристики различных приборных следящих систем:

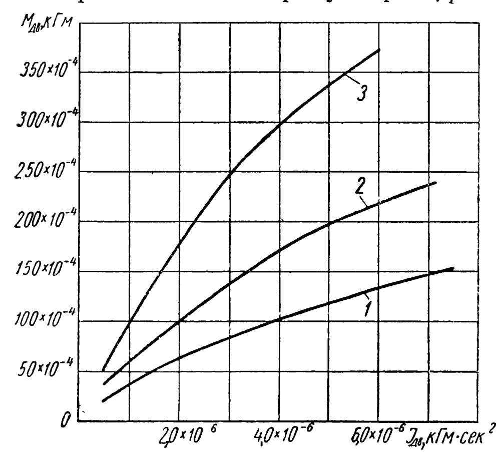
1 и *2* — амплитудная и фазовая характеристики замкнутой позиционной следящей системы; *3* и *4* — амплитудная и фазовая характеристики замкнутой комбинированной следящей системы с тахометрическим корректирующим устройством и фазоопережающим фильтром; *5* и *6* — амплитудная и фазовая характеристики замкнутой комбинированной следящей системы с тахометрическим корректирующим устройством и фазозапаздывающим фильтром в обратной связи.



Фиг. VI.76. Структурная схема комбинированной следящей системы с тахометрическим корректирующим устройством и двойным фазозапаздывающим фильтром в обратной связи.

На фиг. VI.76 показана структурная схема комбинированной следящей системы с внутренним последовательным корректирующим устройством. В этой системе также может быть применен электродвигатель постоянного тока мощностью порядка 20 *вт*. Следящая система предназначена для моделирования процессов стабилизации самолетов с реальными автопилотами, если масса действительной аппаратуры на подвижной платформе не

превышает 5 *кг*. Нарушение линейности статических характеристик следящей системы, вызванное большими амплитудами управляющего сигнала, приводит к значительному сокращению полосы пропускания системы. Следует заметить, что в моделирующих устройствах обычно применяются усилители, обладающие большим диапазоном линейности выходного сигнала. Применяя подобные усилители, выбирая оптимальные параметры электродвигателя и редуктора i_{p_1} (см. п. 2 настоящей главы) и корректирующего устройства, можно получить полосу пропускания системы до 7—9 *гц* (при амплитуде входного сигнала до 5° и фазовом сдвиге $\varphi = 5°$).



Фиг VI 77 Зависимость двигательного момента от момента инерции якоря для одного класса электродвигателей постоянного тока следящей системы:

1 — для электродвигателей серии СЛ; *2* — для электродвигателей повторно-кратковременного режима работы; *3* — для электродвигателей кратковременного режима работы с принудительным охлаждением (или для форсированных режимов работы в течение 1—3 *мин*).

Для оценки предельных возможностей комбинированных следящих систем воспользуемся графиком (фиг. VI.77), связывающим значения моментов инерции маломощных электродвигателей постоянного тока с двигательным моментом. Предельные возможности системы определяются коэффициентом качества выбранного типа электродвигателя.

Коэффициент качества $\rho_{Дв}$ вычисляется с помощью формулы (VI.89) и характеристик, приведенных на фиг. VI.77:

$$\rho_{Дв} = \frac{M_{Дв}}{\sqrt{J_{Дв}}}. \qquad \text{(VII.89)}$$

Очевидно, что чем больше коэффициент качества $\rho_{Дв}$, тем выше полоса пропускания следящей системы.

Пользуясь кривыми (фиг. VI. 77) и значениями моментов нагрузки $M_н = 4 \cdot 10^{-4}$ *кГ·м* и инерции $I_н = 12 \cdot 10^{-4}$ *кГ·м·сек²* нетрудно показать, что предельные возможности электродвигателей серии СЛ по полосе пропускания следящей системы соответствуют примерно 4 *гц* при амплитуде 5°. Для электродвигателей с принудительным охлаждением полоса составляет 8—9 *гц*. Применяя электродвигатели переменного тока с полым ро-

тором с питанием от сетей с частотами 400 и 1000 *гц*, можно получить лучшие результаты по полосе пропускания комбинированной следящей системы (около 20—30 *гц*). Однако схема моделирующего устройства при использовании электродвигателей переменного тока значительно усложняется.

Передаточная функция простейшей комбинированной следящей системы относительно ошибки (фиг. VI.70, *а*) имеет вид

$$\Phi_{\varepsilon}(s) = \frac{1 - W_2(s) W_{\kappa}(s)}{1 + W_1(s) W_2(s)},$$

где

$$W_2(s) W_{\kappa}(s) = \frac{\frac{i_{p_2} k_{T\mathit{г}} \mu L_0 k_{D\mathit{в}}}{i_{p_1}} (T_1 s + 1)}{(T_{\mathrm{I}} s + 1)(T_{\mathrm{II}} s + 1)(T_2 s + 1)}; \qquad \text{(VI.90)}$$

$$W_1(s) W_2(s) = \frac{\frac{k_s k_{\mathit{Дв}}}{i_{p_1}}}{s(T_{\mathrm{I}} s + 1)(T_{\mathrm{II}} s + 1)}.$$

Из выражения (VI.90) видно, что ошибка в системе будет наименьшей тогда, когда передаточная функция корректирующего устройства $W_{\kappa}(s)$ будет близка к передаточной функции $\frac{1}{W_2(s)}$.

При ранее принятых значениях $i_{p_1} = 50$; $k_s = 500$; $k_{\mathit{Дв}} = 2{,}37$ *рад/в·сек*, $T_1 = T_{\mathrm{I}} = 0{,}1$ *сек*; $T_{\mathrm{II}} = 0{,}006$ *сек*; $T_2 = 0{,}005$ *сек* и

$$\frac{i_{p_1}}{k_s k_{\mathit{Дв}}} = \frac{i_{p_2} k_{T\mathit{г}} \mu L_0}{k_s}$$

комбинированная следящая система с выбранным типом корректирующего устройства имеет астатизм II порядка. При более сложном корректирующем устройстве (фиг. VI.73) в комбинированной следящей системе будет астатизм III порядка.

Максимальная динамическая ошибка при входном синусоидальном сигнале, имеющем $\alpha = 5°$ и $\omega = 6{,}28$ *1/сек*, будет $\delta = 0{,}175°$. Между тем как для позиционной следящей системы при тех же значениях параметров управляющего сигнала максимальная ошибка $\delta = 1{,}1°$.

Таким образом, в рассмотренном примере применение принципа комбинированного управления позволяет повысить точность более чем в 6 раз. Для системы с астатизмом третьего порядка имеем $\delta = 0{,}032°$ и точность работы комбинированной системы повышается более чем в 30 раз.

Необходимо отметить, что, если в комбинированной следящей системе в процессе ее нормальной эксплуатации изменяются ее

параметры, то происходит нарушение астатизма третьего порядка и точность работы системы снижается.

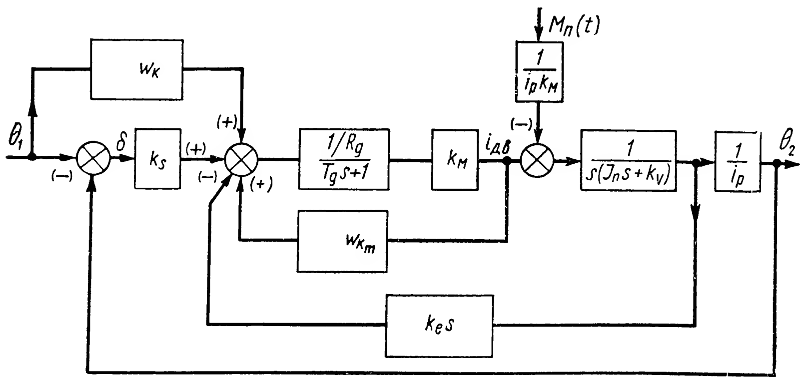
Перейдем к определению статической точности комбинированной следящей системы. Статическая ошибка следящей системы вычисляется с помощью следующей формулы:

$$\delta = \frac{R_g k_{Дв}}{k_м (i_{p_1} + k_{Дв} k_s)} M_n. \qquad \text{(VI.91)}$$

Если считать, что момент нагрузки не постоянен, а изменяется во времени, то ошибка в системе от действия этого момента определяется выражением

$$\Delta'(s) = \frac{\dfrac{\dfrac{R_g k_{Дв}}{i_{p_1} k_м}(T_g s + 1)}{s(T_{I} s + 1)(T_{II} s + 1)}}{1 + \dfrac{\dfrac{k_{Дв} k_s}{i_{p_1}}}{s(T_{I} s + 1)(T_{II} s + 1)}} M_n(s). \qquad \text{(VI.92)}$$

Для уменьшения величины ошибки δ, вызываемой моментом $M_n(t)$, можно применять корректирующие устройства, реагирующие на изменение внешнего возмущения.

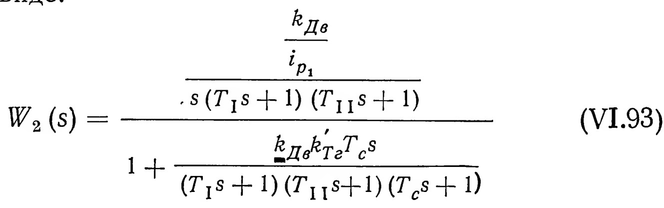


Фиг. VI.78. Структурная схема комбинированной следящей системы с корректирующими устройствами по управляющему сигналу $W_к(s)$ и по возмущению $W_{кm}(s)$.

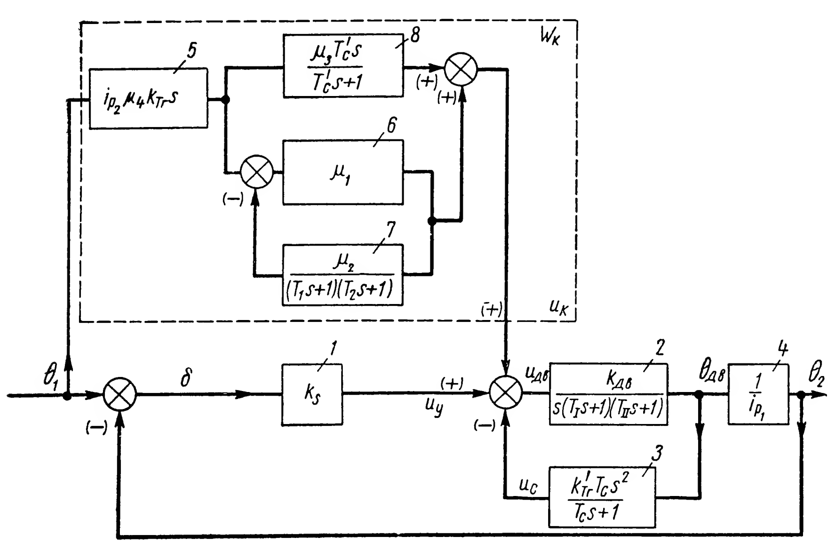
На фиг. VI.78 показана упрощенная структурная схема такой системы. Корректирующее устройство $W_{кm}(s)$ подбирается таким образом, чтобы в системе при изменении внешнего возмущения повышался порядок астатизма [11].

Рассмотрим формирование комбинированной следящей системы с параллельным корректирующим устройством. Структурная схема этой системы показана на фиг. VI.79. На схеме: *1* —

электронный усилитель; *2* — электродвигатель; *3* — параллельное корректирующее устройство с тахогенератором; *4* — редуктор. Передаточная функция части системы может быть записана в следующем виде:



$$W_2(s) = \frac{\dfrac{\dfrac{k_{Дв}}{i_{p_1}}}{s(T_{\mathrm{I}}s+1)(T_{\mathrm{II}}s+1)}}{1+\dfrac{k_{Дв}k'_{Tг}T_c s}{(T_{\mathrm{I}}s+1)(T_{\mathrm{II}}s+1)(T_c s+1)}} \qquad \text{(VI.93)}$$



Фиг. VI.79. Структурная схема комбинированной следящей системы с сформированным корректирующим устройством по сигналу управления.

или после преобразований получим

$$W_2(s) = \frac{\dfrac{k_{Дв}}{i_{p_1}}}{s\left[(T_{\mathrm{I}}s+1)(T_{\mathrm{II}}s+1)+\dfrac{k_{Дв}k'_{Tг}T_c \delta}{T_c s+1}\right]}. \qquad \text{(VI.94)}$$

Для получения наибольшей точности работы системы необходимо сформировать передаточную функцию корректирующего устройства $W_к(s)$, близкой к $1/W_2(s)$. Как видно из передаточной функции $1/W_2(s)$, основной сигнал коррекции образуется тахогенератором $k_{T_г}\,s$, редуктором i_{p_2} и усилителем μ_4. Передаточная функция этих элементов обозначена на фиг. VI.79 цифрой *5*. Электронный усилитель μ_2 с цифрой *7* и двойной фильтр с усили-

телем μ_1 с цифрой *6* соединены в контур с отрицательной связью. Выходной сигнал с этого контура суммируется с сигналом на выходе корректирующего устройства *8*.

Еще более высокие показатели динамической точности в комбинированной следящей системе можно получить, применяя одновременно последовательное и параллельное корректирующие устройства внутри собственно следящей системы и формируя корректирующие устройства как по сигналу управления, так и по возмущению [5], [13] и [16]. Однако подобные следящие системы являются достаточно сложными в изготовлении и наладке и поэтому еще редко применяются в моделирующих устройствах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бесекерский В. Н., Орлов В. П., Полонская Л. В., Федоров С. М. Проектирование следящих систем малой мощности. Судпромгиз, 1958.
2. Браславский Д. А., Логунов С. С., Пельпор Д. С. Расчет и конструкция авиационных приборов. Оборонгиз, 1954.
3. Гитис Э. И. Электрорадиоавтоматика. Госэнергоиздат, 1959.
4. Детали и элементы радиолокационных станций. Т. III. «Советское радио», 1953.
5. Ивахненко А. Г. Электроавтоматика. Ч. I и II. Гостехиздат УССР, 1954.
6. Каган Б. М., Исаев П. В. Авиационные сельсины. «Электричество», 1945, № 10.
7. Корн Г., Корн Т. Электронные моделирующие устройства (на постоянном токе). Изд. иностр. лит., 1955.
8. Кузовков Н. Т. Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах. Оборонгиз, 1960.
9. Кулебакин В. С. О применимосги принципа абсолютной инвариантности в физических реальных системах. «ДАН СССР», 1948, т. 68, № 5.
10. Лузин Н. Н., Кузнецов П. И. Об абсолютной инвариантности и инвариантности до ε в теории дифференциальных уравнений. «ДАН СССР», 1946, т, 51. № 4 и 6, 1951, т. 80, № 3.
11. О динамических свойствах следящих приводов. Сб. статей под ред. С. В. Костина. Оборонгиз, 1959.
12. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. I и II. Машгиз, 1959.
13. Петров Б. Н. О реализуемости условий инвариантности. Труды совещания по теории инвариантности и ее применении в автоматических устройствах. Изд. АН УССР, 1959.
14. Соколов Т. Н. Электромеханические системы автоматического управления. Госэнергоиздат, 1952.
15. Теория следящих систем. Под ред. Х. Джеймса, Н. Никольса, Р. Филипса. Изд. иностр. лит., 1951.
16. Уланов Г. М. Инвариантность до ε в комбинированных системах автоматического регулирования. Труды совещания по теории инвариантности и ее применении в автоматических устройствах. Изд. АН УССР, 1959.
17. Феодосьев В. И., Синярев Г. Б. Введение в ракетную технику. Оборонгиз, 1960.
18. Честнат Г., Майер Р. Проектирование и расчет следящих систем и систем регулирования. Ч. I и II, Госэнергоиздат, 1959.
19. Щипанов Г. В. Теория и методы проектирования автоматических регуляторов. «Автоматика и телемеханика», 1939, № 1.
20. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. Физматгиз, 1961.

ГЛАВА VII

СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

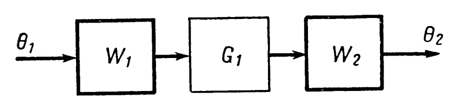
1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И КЛАССИФИКАЦИЯ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

В отличие от следящих систем, работающих на постоянном токе, в системах переменного тока или в системах, работающих на несущей частоте, для передачи полезной информации используется во всей системе или в некоторой ее части амплитудная модуляция сигнала переменного тока с подавленной несущей частотой. Полезная информация, подлежащая отработке, в системах переменного тока заключается в огибающей модулированного по амплитуде сигнала. Применение амплитудной модуляции с подавленной несущей частотой (т. е. не имеющей составляющей несущих колебаний, см. ниже) связано с простотой формирования сигнала в сравнивающем звене, а также с простотой воспроизведения огибающей на выходе с помощью двухфазного асинхронного электродвигателя.

В структурную схему систем, работающих на несущей частоте, как правило, входят такие звенья, как модулятор и демодулятор. В тех случаях, когда в системах переменного тока от сравнивающего элемента до исполнительного звена полезная информация передается на уровне несущей частоты по всей цепи прямого тракта, функции модулятора выполняет сравнивающий элемент. Это звено, сопоставляя входную и выходную величины, преобразует полученный результат одного вида энергии, например механической, в электрический сигнал и одновременно модулирует его по амплитуде. Функции демодулятора в рассматриваемом случае выполняет исполнительный элемент, например двухфазный асинхронный электродвигатель, который, как известно, управляется модулированным сигналом переменного тока и реагирует на огибающую этого сигнала, воспроизводя ее на выходе с тем или иным искажением в виде угла поворота своего вала.

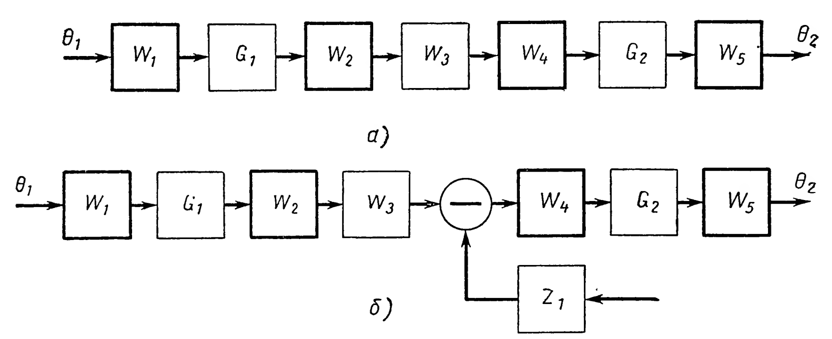
Структурная схема разомкнутой системы переменного тока, у которой все звенья в прямой цепи работают на несущей часто-

те, а функции модулятора и демодулятора выполняют сравнивающий и исполнительный элементы, показана на фиг. VII.1. Это основной вид системы переменного тока, обладающей рядом достоинств, но в то же время имеющей и весьма существенные недостатки. К числу преимуществ, которые обусловливают применение подобного рода систем во многих приборах и вычислительных устройствах, следует отнести малый вес, простоту конструкции усилителя и отдельных элементов, отсутствие контактов, что повышает надежность и эффективность работы системы. К числу недостатков нужно отнести: возникновение фазовой модуляции несущей частоты и, как следствие, искажение огибающей в процессе прохождения сиг-



Фиг. VII.1. Структурная схема системы переменного тока, у которой все звенья в прямой цепи работают на несущей частоте:

W_1 — сравнивающий элемент; G_1 — устройство, работающее на несущей частоте; W_2 — двухфазный асинхронный электродвигатель.



Фиг. VII 2. Структурная схема системы переменного тока с демодуляцией и модуляцией:

а — с последовательным корректирующим устройством; *б* — с последовательным и параллельным корректирующими устройствами; W_1 — сравнивающий элемент; G_1 — устройство, работающее на несущей частоте; W_2 — демодулятор; W_3 — последовательное корректирующее устройство; W_4 — модулятор; G_2 — устройство, работающее на несущей частоте; W_5 — двухфазный асинхронный электродвигатель; Z_1 — параллельное корректирующее устройство.

нала через звенья прямой цепи; значительную подверженность характеристик корректирующих устройств переменного тока и всей системы в целом влиянию изменения несущей частоты.

Стремление избавиться от указанных недостатков и тем самым расширить область применения систем переменного тока приводит к необходимости включения в прямой тракт системы (между сравнивающим и исполнительным звеньями) двух дополнительных элементов: демодулятора и модулятора. Структурные схемы разомкнутой системы с демодуляцией и модуляцией в прямой цепи между сравнивающим и исполнительным звеньями показаны на фиг. VII.2. Отличительной особенностью

этого варианта системы по сравнению с системой, показанной на фиг. VII.1, является то, что не все звенья прямого тракта работают на несущей частоте. Часть тракта между демодулятором W_2 и модулятором W_4 (фиг. VII.2) осуществляет передачу информации на постоянном токе и поэтому может быть использована для коррекции динамических характеристик системы обычными средствами, находящими применение в системах постоянного тока.

На фиг. VII.2,*а* показана структурная схема системы, в которой нужные качественные показатели достигаются путем включения последовательного корректирующего устройства W_3 постоянного тока между демодулятором W_2 и модулятором W_4. В структурной схеме фиг. VII.2,*б* часть тракта между демодулятором W_2 и модулятором W_4 используется для подключения выхода параллельного корректирующего устройства Z_1 постоянного тока.

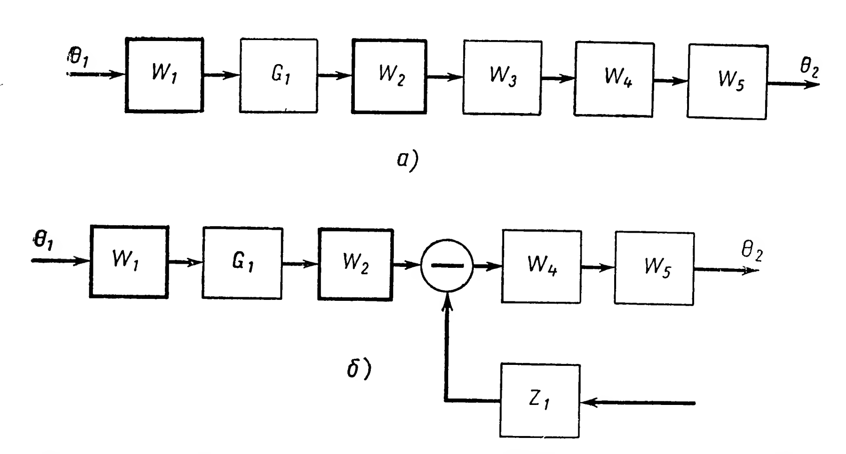
Системы переменного тока с промежуточной дополнительной демодуляцией и модуляцией (фиг. VII.2) в сравнении с системами переменного тока, не имеющими дополнительной демодуляции и модуляции в прямой цепи (фиг. VII.1), имеют преимущества, заключающиеся в том, что в них указанные выше недостатки, характеризующие системы, подобные показанной на фиг. VII.1, в значительной мере ослаблены или даже полностью устранены. Недостатком систем второго типа (фиг. VII.2) является более сложное техническое осуществление их схем.

Из числа систем, в которых используется передача информации на уровне несущей частоты хотя бы в некоторой части тракта прямой цепи и которые находят применение в практике, следует выделить системы с модуляцией на входе и демодуляцией в промежуточном звене прямой цепи (фиг. VII.3). В таких системах модуляция управляющего сигнала на входе осуществляется сравнивающим элементом W_1. После усиления модулированного сигнала переменного тока и его демодуляции в звене W_2 последующая передача информации до исполнительного элемента включительно осуществляется на постоянном токе. При корректировании системы используется только вторая часть тракта прямой цепи на постоянном токе. Поскольку основная часть прямой цепи используется для передачи информации на постоянном токе, то наиболее значительным недостатком систем подобного рода можно считать наличие дрейфа нуля — явление, характерное для усилителей постоянного тока.

Сравнивая три варианта систем с модуляцией и демодуляцией, нельзя не отметить следующее. Если в первом варианте (фиг. VII.1) от входа до выхода сигнал является модулированным и все звенья цепи работают на несущей частоте, а сама система может рассматриваться как система переменного тока в ее «чистом» виде, то во втором варианте (фиг. VII.2) имеется определенное сочетание преимуществ систем переменного тока

и систем постоянного тока, достигнутое выделением в прямой цепи некоторых звеньев, работающих на постоянном токе. С этой точки зрения схему второго варианта правильнее рассматривать как систему на переменном токе с промежуточной (между входом и выходом) демодуляцией и модуляцией.

Третий вариант схемы (фиг. VII.3) не позволяет полно использовать преимущества систем переменного тока и по своим



Фиг. VII.3. Структурная схема системы с модуляцией на входе и демодуляцией в промежуточном звене тракта прямой цепи:

а — с последовательным корректирующим устройством; *б* — с параллельным корректирующим устройством; W_1 — сравнивающий элемент; G_1 — устройство, работающее на несущей частоте; W_2 — демодулятор; W_3 — последовательное корректирующее устройство; W_4 — устройство постоянного тока; W_5 — электродвигатель постоянного тока; Z_1 — параллельное корректирующее устройство.

свойствам, достоинствам и недостаткам ближе всего подходит к системам постоянного тока. Однако это есть система со звеньями, осуществляющими передачу информации на уровне несущей частоты и обладающими вследствие этого теми особенностями, которыми обладает система первого варианта. Вариант схемы, показанной на фиг. VII.3, можно также рассматривать как систему постоянного тока с модуляцией на входе и демодуляцией в промежуточном звене тракта прямой цепи.

2. НЕЛИНЕЙНОСТЬ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ПО ОГИБАЮЩЕЙ

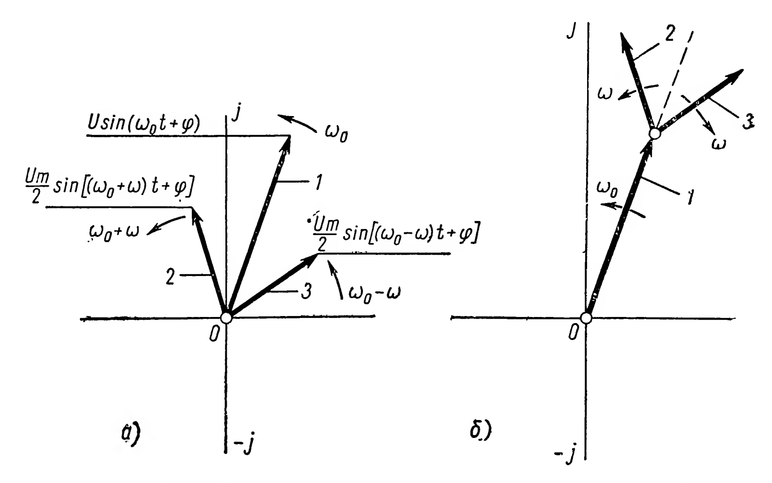
Следящие системы переменного тока по сравнению с системами постоянного тока имеют некоторые особенности, к числу которых прежде всего нужно отнести нелинейность систем, работающих на несущей частоте, по отношению к огибающей.

Выше упоминалось, что для передачи информации в системах переменного тока используются амплитудно-модулированные колебания.

Известно, что колебания частоты ω_0, модулированные напряжением значительно меньшей частоты ω, можно выразить соотношением

$$u(t) = U(1 + m\cos\omega t)\sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad \text{(VII.1)}$$

где U — амплитуда немодулированных несущих колебаний;
m — коэффициент модуляции;
ω_0 — несущая частота;
ω — частота модулирующего сигнала;
φ — фазовый сдвиг по несущей частоте.



Фиг.VII.4. Векторная диаграмма амплитудно-модулированных колебаний:

а — векторная диаграмма несущей и боковых частот; *б* — результирующий вектор амплитудно-модулированных колебаний.

Используя тригонометрические формулы разложения, амплитудно-модулированные колебания [формула VII.1)] можно представить в виде трех составляющих, одна из которых соответствует колебаниям несущей частоты и равна $U\sin(\omega_0 t + \varphi)$, вторая — определяется верхней боковой частотой $\omega_0 + \omega$ и равна $\frac{mU}{2}\sin[(\omega_0 + \omega)t + \varphi]$, третья — определяется нижней боковой частотой $\omega_0 - \omega$ и равна $\frac{mU}{2}\sin[\omega_0 - \omega)t + \varphi]$.

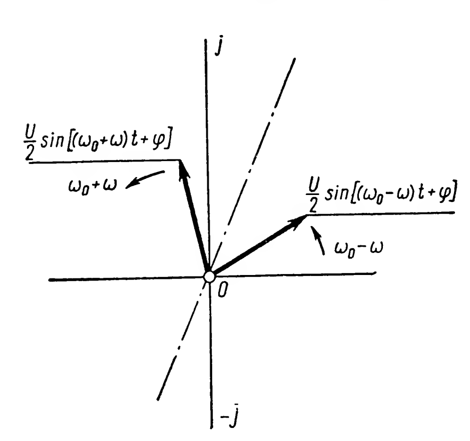
На фиг. VII.4 приводится векторная диаграмма амплитудно-модулированных колебаний. Вектор *1* (фиг. VII.4,*а*), характеризующий колебания несущей частоты ω_0, вращается с угловой скоростью ω_0, а его проекция на ось мнимых величин равна первой составляющей в разложении формулы (VII.1). Вектор *2* на той же диаграмме вращается с угловой скоростью $\omega_0 + \omega$ и своей проекцией на ось j определяет вторую составляющую, т. е. колебания верхней боковой частоты $\omega_0 + \omega$. Вектор *3* вращается

с угловой скоростью $\omega_0 - \omega$ и дает проекцию на ось мнимых величин j, равную по величине третьей составляющей для нижней боковой частоты $\omega_0 - \omega$. Результирующий вектор амплитудно-модулированных колебаний показан на фиг. VII.4,*б*.

Векторная диаграмма последней фигуры показывает, что амплитуды векторов *2* и *3* равны, угол между вектором верхней боковой частоты *2* и несущей *1* равен по абсолютной величине и противоположен по знаку углу между вектором *3* нижней боковой частоты и несущей *1*. Если в процессе прохождения сигнала равенство амплитуд векторов *2* и *3* и соотношение фазовых углов между векторами *2*, *3* и *1* нарушается, то возникают фазовая модуляция по несущей частоте и искажение огибающей. В этом случае нарушается симметрия фазового и амплитудного спектра сигнала. Две гармонические составляющие с частотами $\omega_0 \pm \omega$, представленные векторами *2* и *3* (фиг. VII.4,*а*), не дают результирующего вектора, который либо совпадал, либо был противоположен по направлению с вектором несущих колебаний *1*.

При осуществлении модуляции с подавлением несущей частоты, что обычно имеет место в системах автоматического регулирования переменного тока, выражение амплитудно-модулированных колебаний принимает вид

$$u(t) = U \cos \omega t \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi). \qquad \text{(VII.2)}$$



Фиг. VII.5. Векторная диаграмма амплитудно-модулированных колебаний с подавлением несущей частоты.

Выражение (VII.2) может быть разложено на две гармонические составляющие верхней $(\omega_0 + \omega)$ и нижней $(\omega_0 - \omega)$ боковых частот. В этом разложении составляющая несущих колебаний отсутствует, она равна нулю. В соответствии с этим векторная диаграмма амплитудно-модулированных колебаний с подавлением несущей частоты преобразуется к виду, показанному на фиг. VII.5. Сказанное ранее по поводу возникновения фазовой модуляции по несущей частоте и искажения огибающей остается справедливым и для этого случая.

В системах переменного тока модулированный по амплитуде сигнал, полученный с помощью сравнивающего элемента, до исполнительного двигателя проходит ряд звеньев, которые в общем случае работают на несущей частоте и обладают переда-

точной функцией $G(s)$. Очевидно для исключения искажения огибающей в процессе прохождения сигнала через звенья с передаточной функцией $G(s)$ необходимо, чтобы гармонические составляющие с частотами $\omega_0 \pm \omega$ на выходе устройства $G(s)$ удовлетворяли сформулированному выше условию отсутствия паразитной фазовой модуляции по несущей частоте.

Можно показать [2], [3], что при прохождении модулированного сигнала переменного тока

$$f(t) = m(t) \sin(\omega_0 t + \varphi) \qquad \text{(VII.3)}$$

с огибающей $m(t)$, несущей частотой ω_0, начальной фазой φ через звено $G(s)$ на выходе последнего образуется напряжение

$$H(t) = a(t) \sin(\omega_0 t + \varphi) + b(t) \cos(\omega_0 t + \varphi), \qquad \text{(VII.4)}$$

где

$$a(t) = L^{-1}\left[\frac{G(s + j\omega_0) + G(s - j\omega_0)}{2} m(s)\right]; \qquad \text{(VII.5)}$$

$$b(t) = L^{-1}\left[\frac{G(s + j\omega_0) - G(s - j\omega_0)}{2j} m(s)\right]; \qquad \text{(VII.6)}$$

$m(s)$ — изображение огибающей;

$j = \sqrt{-1}$.

Уравнение (VII.4) показывает, что выходное напряжение $H(t)$ имеет составляющую, совпадающую по фазе несущей частоты с входным сигналом, а также составляющую, отличающуюся по фазе на $\frac{\pi}{2}$ от фазы входного сигнала. Первую составляющую $a(t)\sin(\omega_0 t + \varphi)$ называют синфазной, а вторую $b(t)\cos(\omega_0 t + \varphi)$ — квадратурной.

Наличие на выходе $G(s)$ синфазной и квадратурной составляющих позволяет утверждать, что устройство, обладающее передаточной функцией $G(s)$, являющееся линейным элементом относительно входного сигнала $f(t)$, обладает нелинейной характеристикой по отношению к огибающей $m(t)$. Огибающая в процессе прохождения через устройство $G(s)$ искажается и вследствие этого искажается передаваемая информация. Искажение огибающей сопровождается фазовой модуляцией несущей частоты. Это легко установить, если уравнение (VII.4) представить в виде

$$H(t) = A(t) \sin[\omega_0 t + \varphi + \psi(t)], \qquad \text{(VII.7)}$$

где

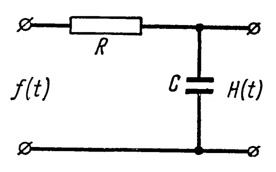
$A(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}$ — огибающая модулированных колебаний на выходе $G(s)$; (VII.8)

$\psi(t) = \operatorname{arc\,tg} \frac{b(t)}{a(t)}$ — переменная во времени фаза, указывающая на возникновение фазовой модуляции несущей. (VII.9)

Следующий пример весьма наглядно иллюстрирует сказанное выше.

Пусть на контур RC, показанный на фиг. VII.6, действует амплитудно-модулированный сигнал

$$f(t) = m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad \text{(VII.10)}$$



Фиг. VII.6. Пассивный контур RC.

где

$$m(t) = \sin \omega t. \qquad \text{(VII.11)}$$

Так как передаточная функция контура по отношению к сигналу $f(t)$ равна

$$G(s) = \frac{1}{Ts+1}, \qquad \text{(VII.12)}$$

то, пользуясь формулами (VII.5) и (VII.6), находим

$$a(s) = \frac{\omega}{T} \cdot \frac{s + \frac{1}{T}}{\left[\left(s + \frac{1}{T}\right)^2 + \omega_0^2\right](s^2 + \omega^2)}, \qquad \text{(VII.13)}$$

$$b(s) = -\frac{\omega_0 \omega}{T} \frac{1}{\left[\left(s + \frac{1}{T}\right)^2 + \omega_0^2\right](s^2 + \omega^2)}. \qquad \text{(VII.14)}$$

По таблицам изображений и соответствующих им оригиналов можно определить $a(t)$ и $b(t)$, которые оказываются равными

$$a(t) = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T^2}{\left[1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2\right]^2 + 4\omega^2 T^2}} \sin(\omega t + \psi_1) +$$

$$+ \frac{\omega T}{\sqrt{\left[1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2\right]^2 + 4\omega^2 T^2}} \cdot e^{-t/T} \cdot \sin(\omega_0 t + \psi_2); \qquad \text{(VII.15)}$$

$$b(t) = -\frac{\omega_0 T}{\sqrt{\left[1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2\right]^2 + 4\omega^2 T^2}} \cdot \sin(\omega t - \psi_3) -$$

$$- \frac{\omega T}{\sqrt{\left[1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2\right]^2 + 4\omega^2 T^2}} e^{-t/T} \cdot \sin(\omega_0 t - \psi_4), \qquad \text{(VII.16)}$$

где

$$\psi_1 = \operatorname{arctg} \omega T - \operatorname{arctg} \frac{2\omega T}{1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2}; \qquad \text{(VII.17)}$$

$$\psi_2 = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{-2\omega_0 T}{1 - \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2}; \qquad \text{(VII.18)}$$

$$\psi_3 = \operatorname{arctg} \frac{2\omega T}{1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2}; \qquad \text{(VII.19)}$$

$$\psi_4 = \operatorname{arctg} \frac{-2\omega_0 T}{1 - \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2}. \qquad \text{(VII.20)}$$

Осуществляя подстановку найденных величин $a(t)$ и $b(t)$ в выражение (VII.8), можно определить процесс прохождения огибающей через контур в интервале времени от 0 до ∞. Найдем форму огибающей амплитудно-модулированных колебаний на выходе контура в установившемся режиме. Тогда, отбрасывая переходные составляющие в уравнениях (VII.15) и (VII.16), которые с течением времени затухают, получим следующее выражение для колебаний на выходе контура:

$$H(t) = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T^2}{\left[1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2\right]^2 + 4\omega^2 T^2}} \sin(\omega t + \psi_1) \sin(\omega_0 t + \varphi) -$$

$$- \frac{\omega_0 T}{\sqrt{\left[1 + \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) T^2\right]^2 + 4\omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \psi_3) \cos(\omega_0 t + \varphi). \qquad \text{(VII.21)}$$

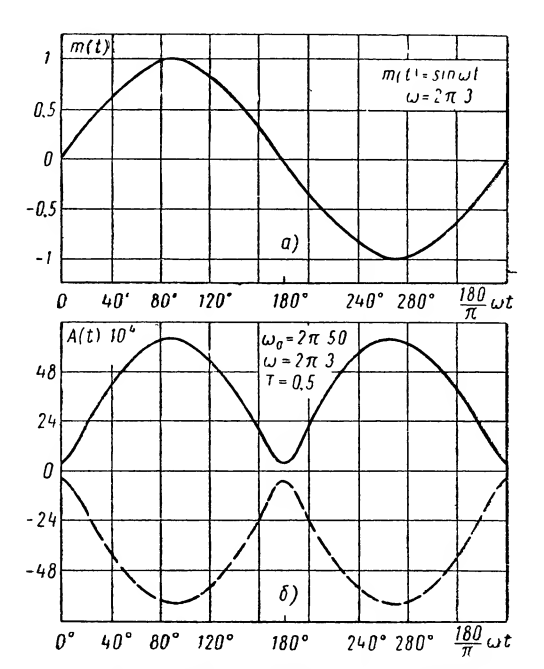
Если несущая частота $\omega_0 = 2\pi 50$, частота модулирующих колебаний $\omega = 2\pi 3$, постоянная времени контура $T = 0{,}5$ *сек*, то $\psi_1 \approx 84°$; $\psi_3 \cong 0$ и выражение для огибающей принимает вид

$$A(t) = 10^{-4} \sqrt{14{,}8 \cdot \sin^2(\omega t + 84°) + 4070 \cdot \sin^2 \omega t}. \qquad \text{(VII.22)}$$

Построенная по формуле (VII.22) огибающая $A(t)$, показана на фиг. VII.7,*б*. На фиг. VII.7,*а* показана огибающая входного сигнала. Сравнивая обе кривые, приходим к выводу, что огибающая в процессе прохождения через контур RC искажается, принимает иную форму. Следовательно, искажается передаваемая информация, которая содержится в огибающей. Аналогичный вывод можно получить, построив векторную диаграмму амплитудно-модулированных колебаний на выходе контура на основании уравнения (VII.21), представив последнее в форме

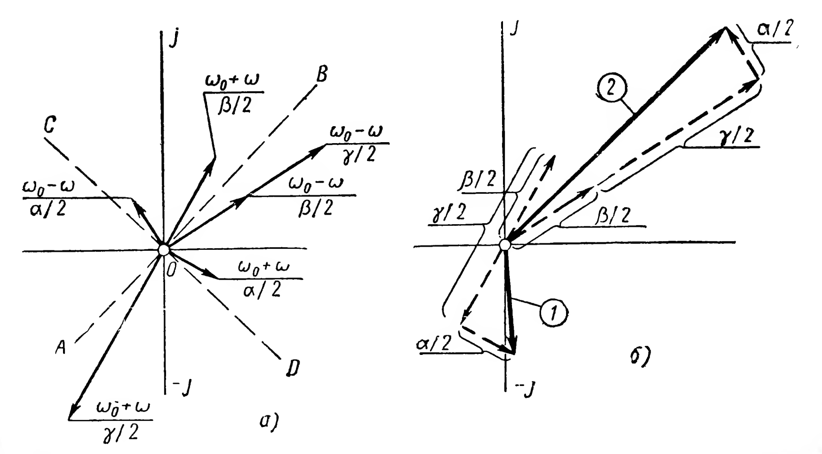
$$H(t) = \alpha \sin \omega t \sin(\omega_0 t + \varphi) + \beta \cos \omega t \sin(\omega_0 t + \varphi) -$$
$$- \gamma \sin \omega t \cos(\omega_0 t + \varphi). \qquad \text{(VII.23)}$$

Фиг. VII.8,*а* дает векторное представление гармонических составляющих с частотами $\omega_0 \pm \omega$. После геометрического сложения векторов, вращающихся с угловой скоростью $\omega_0 + \omega$, а также векторов, у которых угловая скорость равна $\omega_0 - \omega$, получим результирующую векторную диаграмму амплитудно-модулированных колебаний на выходе контура, представленную на фиг. VII.8,*б*. Результирующие векторы *1* и *2* на диаграмме имеют различные модули, что соответствует случаю отсутствия симметрии фазового и амплитудного спектра сигнала и, следовательно,



Фиг. VII.7. Форма огибающей модулированного сигнала:

а — на входе контура *RC*; *б* — на выходе контура *RC*.



Фиг. VII.8. Векторная диаграмма амплитудно-модулированных колебаний на выходе контура:

а — векторное представление гармонических составляющих с частотами $\omega_0 \pm \omega$
б — результирующая векторная диаграмма амплитудно-модулированных колебаний.

случаю возникновения фазовой модуляции несущей частоты и искажения огибающей.

Таким образом, устройство, имеющее передаточную функцию $G(s)$ и являющееся линейным по отношению к амплитудно-модулированному сигналу на входе, ведет себя как нелинейный элемент по отношению к огибающей входного сигнала, т. е. одновременно с передачей полезной информации осуществляет и ее искажение.

Так как в следящих системах, работающих на несущей частоте, всегда присутствуют такого рода элементы, то, следовательно, системы переменного тока, строго говоря, нельзя рассматривать как линейные по огибающей.

Нелинейность следящих систем по огибающей или процесс искажения передаваемой информации является следствием процесса возникновения фазовой модуляции и квадратурной составляющей.

Системы переменного тока могут рассматриваться как линейные по огибающей только в том случае, когда приняты меры по устранению искажения передаваемой информации. На практике существуют способы, которые позволяют, если не полностью устранить, то во всяком случае значительно ослабить искажение огибающей носителя передаваемой информации.

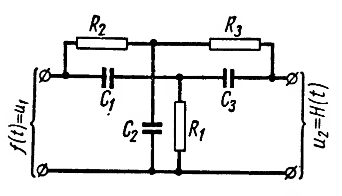
При проектировании и расчете систем переменного тока следует учитывать также и то, что ширина полосы пропускания информации обычно значительно меньше несущей частоты.

3. ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Несущая частота при эксплуатации систем переменного тока может существенно изменяться благодаря нестабильной работе источника питания. Отклонение несущей частоты в ту или иную сторону от номинального значения может в сильной степени оказывать влияние на характеристики корректирующих устройств переменного тока, которые применяются для стабилизации систем, и на характеристики систем в целом.

Пусть система переменного тока имеет структурную схему, показанную на фиг. VII.1, в соответствии с которой все звенья в прямой цепи работают на несущей частоте. Для коррекции динамических свойств системы можно применить последовательную корректирующую цепь, которая должна оказывать влияние на огибающую модулированного сигнала так же, как соответствующая цепь постоянного тока оказывала бы влияние на управляющий сигнал в системе постоянного тока. Практически эта задача не имеет точного решения, так как из-за фазовой модуляции несущей частоты цепь переменного тока всегда создает квадратурную составляющую, что и является причиной невозможности получения требуемой цепи переменного тока непо-

средственно по заданной цепи постоянного тока. Учитывая, однако, что частота изменений огибающей всегда значительно меньше несущей частоты, можно получить весьма удовлетворительное приближенное решение. Примером такого решения может служить применение двойного Т-образного контура, который выполняет операцию дифференцирования огибающей в ограниченном диапазоне частот и вводит в закон регулирования не только составляющую, пропорциональную входному сигналу, но также и составляющую, пропорциональную производной от огибающей входного сигнала. Эту операцию контур выполняет с достаточной для практических целей точностью при постоянной несущей частоте.



Фиг. VII.9. Двойной Т-образный контур.

Передаточная функция двойного Т-образного контура, показанного на фиг. VII.9, может быть преобразована к виду

$$G(s)=\frac{\frac{1}{\omega_0^2}s^2+\frac{2}{\omega_0^2 T}s+1}{\frac{1}{\omega_0^2}s^2+\frac{2}{\omega_0^2\tau}s+1}, \qquad \text{(VII.24)}$$

где T и τ — постоянные времени контура, причем $\tau < T$;

ω_0 — несущая частота, на которую рассчитан контур.

Если на вход контура поступают модулированные колебания вида (VII.3), то на выходе цепи переменного тока в соответствии с выражением (VII.4) образуются синфазная и квадратурная составляющие. Амплитуда синфазной составляющей $a(t)$ определяется формулой (VII.5), а амплитуда квадратурной составляющей — формулой (VII.6). Осуществляя преобразования над $G(s)$, соответствующие уравнениям (VII.5) и (VII.6), а также учитывая, что основная часть энергии типового воздействия на входе связана с частотами, которые значительно меньше несущей частоты, получим

$$a(t)=L^{-1}\left[m(s)\frac{\tau}{T}\,\frac{Ts+1}{\tau s+1}\right]; \qquad \text{(VII.25)}$$

$$b(t)=0. \qquad \text{(VII.26)}$$

Уравнения (VII.25) и (VII.26) являются приближенными и справедливы в том случае, когда частота огибающей значительно меньше несущей частоты, а последняя в процессе работы схемы остается постоянной.

Имея в виду уравнения (VII.25) и (VII.26), выходное напряжение контура может быть записано как

$$H(t)\cong a(t)\sin(\omega_0 t+\varphi) \qquad \text{(VII.27)}$$

и, следовательно, может быть определена передаточная функция контура по огибающей в том диапазоне частот, в котором справедливы выражения (VII.25) и (VII.26).

Так как в рассматриваемой задаче выполняется условие $b(t) = 0$ [или $a(t) \gg b(t)$], то из выражения (VII. 25) находится передаточная функция по огибающей, которая оказывается равной

$$W_1(s) = \frac{a(s)}{m(s)} = \frac{\tau}{T} \cdot \frac{Ts+1}{\tau s+1}, \qquad \text{(VII.28)}$$

где $a(s)$ — изображение амплитуды синфазной составляющей.

Передаточная функция (VII.28) может рассматриваться как некоторая эквивалентная передаточная функция цепи постоянного тока, преобразующая управляющий сигнал точно так же, как и цепь переменного тока с характеристикой $G(s)$ преобразует огибающую модулированного сигнала. Так как $b(t) = 0$ при правильно рассчитанном контуре и постоянной несущей частоте, то

$$G(s + j\omega_0) = G(s - j\omega_0). \qquad \text{(VII.29)}$$

В этом случае передаточная функция по огибающей может быть записана следующим образом:

$$W_1(s) = \frac{a(s)}{m(s)} = G(s + j\omega_0). \qquad \text{(VII.30)}$$

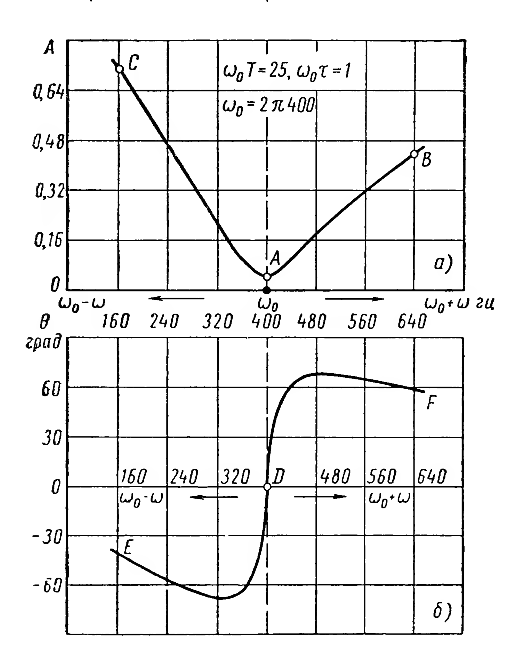
Выражение (VII.30), используя теорему смещения в комплексной области, можно представить в виде

$$G(s) = W_1(s - j\omega_0). \qquad \text{(VII.31)}$$

На основании последнего уравнения можно утверждать, что в случае, когда амплитуда квадратурной составляющей на выходе цепи переменного тока равна нулю, характеристикой $G(s)$ цепи переменного тока является соответствующая характеристика цепи постоянного тока, смещенная на уровень несущей частоты ω_0. Иначе говоря, амплитудная и фазовая характеристики цепи переменного тока могут быть получены из амплитудной и фазовой характеристик соответствующей цепи постоянного тока путем переноса начала координат влево на величину несущей частоты ω_0.

На фиг. VII.10 показаны амплитудная (фиг. VII.10,*а*) и фазовая (фиг. VII.10,*б*) характеристики двойного Т-образного контура, построенные в соответствии с передаточной функцией (VII.24) для несущей частоты $\omega_0 = 2\pi 400$ при $\omega_0 T = 25$ и $\omega_0 \tau = 1$. При частоте огибающей $\omega \leqslant 2\pi 20$ левая и правая ветви амплитудной и фазовой характеристик симметричны относительно несущей частоты [точка *А*, (фиг. VII.10,*а*)], т. е. гармонические составляющие с частотами $\omega_0 \pm \omega$ имеют одинаковые амплитуды при равных, но противоположных по знаку фазах. Эту часть

характеристик можно рассматривать как характеристики цепи постоянного тока, построенные по передаточной функции (VII.28) и перенесенные на уровень несущей частоты $\omega_0 = 2\pi 400$. В случае $\omega > 2\pi 20$ ветвь AB не является симметричной ветви AC на той же кривой. Чем больше частота ω, тем в большей степени проявляется асимметрия. То же нужно сказать и в отношении фазовой характеристики. Нарушение симметрии с увеличением частоты огибающей ω связано с относительным увеличением амплитуды квадратурной составляющей и нарушением условия $b(t) = 0$, что приводит к фазовой модуляции несущей частоты и весьма заметному искажению огибающей.



Фиг. VII.10. Характеристики пассивного контура на переменном токе: *а* — амплитудная; *б* — фазовая.

Если действительная несущая частота ω_{0_1} совпадает с расчетной несущей частотой ω_0, то точка минимального усиления A и точка нулевой фазы D (фиг. VII. 10, *б*) соответствуют несущей ω_0. Так как при дрейфе несущей частоты минимум амплитудной характеристики, определяемый точкой A (фиг. VII.10, *а*), и нулевая фаза, определяемая точкой D (фиг. VII. 10, *б*), не изменяют своего положения в осях координат, то при отклонении несущей частоты от расчетного значения ω_0 как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения возникает асимметрия в амплитудной и фазовой характеристиках контура относительно нового значения несущей частоты при всех частотах ω огибающей входного сигнала. Это связано с появлением квадратурной составляющей, искажением огибающей, изменением тех параметров контура, которые влияют на процесс дифференцирования огибающей.

При дрейфе несущей частоты определить передаточную функцию контура по огибающей не представляется возможным, ибо в этом случае, даже в первом приближении, не выполняется условие $b(t) = 0$.

Для определения степени влияния дрейфа несущей частоты и квадратурной составляющей на характеристики системы нуж-

но располагать передаточной функцией системы, которая бы учитывала эти факторы. Имея в виду демодулирующие свойства двухфазного асинхронного электродвигателя, можно показать [3], [6], что передаточная функция разомкнутой системы переменного тока с двухфазным электродвигателем для любых звеньев, стоящих до электродвигателя, работающих на несущей частоте и имеющих передаточную функцию $G(s)$, имеет вид

$$W(s) = \frac{\frac{1}{2}[G(s+j\omega_{01}) + G(s-j\omega_{01})](2\omega_{01}\cos\varphi + s\cdot\sin\varphi) + \frac{1}{2j}[G(s + j\omega_{01}) - G(s-j\omega_{01})](-2\omega_{01}\sin\varphi + s\cos\varphi)}{U(T_{эм}s+1)s} \qquad \text{(VII.32)}$$

где ω_{01} — действительная несущая частота;

φ — отклонение фазового сдвига от $\frac{\pi}{2}$ для управляющего напряжения и напряжения возбуждения двухфазного электродвигателя;

U — амплитуда напряжения возбуждения электродвигателя;

$T_{эм}$ — электромеханическая постоянная времени.

Если для коррекции системы (фиг. VII.1) применяется последовательный двойной Т-образный контур с передаточной функцией (VII.24) и все иные звенья до электродвигателя имеют передаточную функцию, равную коэффициенту усиления $k_0 = \text{const}$, то с учетом дрейфа несущей частоты можно получить [7] после несложных преобразований

$$\frac{1}{2}[G(s+j\omega_{01}) + G(s-j\omega_{01})] = k_0 k_1 \frac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{\tau_1^2 s^2 + 2\zeta\tau_1 s + 1}; \qquad \text{(VII.33)}$$

$$\frac{1}{2j}[G(s+j\omega_{01}) - G(s-j\omega_{01})] = k_0 k_2 \frac{1}{\tau_1^2 s^2 + 2\zeta\tau_1 s + 1}, \qquad \text{(VII.34)}$$

где

$$k_1 = \frac{\tau}{T} \cdot \frac{4(1\pm\alpha)^2 + \omega_0^2 T\tau[1-(1\pm\alpha)^2]^2}{4(1\pm\alpha)^2 + \omega_0^2\tau^2[1-(1\pm\alpha)^2]^2}; \qquad \text{(VII.35)}$$

$$k_2 = -\frac{2(1\pm\alpha)\omega_0\tau[1-(1\pm\alpha)^2]}{4(1\pm\alpha)^2 + \omega_0^2\tau^2[1-(1\pm\alpha)^2]^2}; \qquad \text{(VII.36)}$$

$$T_1 = \frac{2\tau[(1\pm\alpha)^2+1]}{4(1\pm\alpha)^2 + \omega_0^2 T\tau[1-(1\pm\alpha)^2]^2}; \qquad \text{(VII.37)}$$

$$T_2 = \frac{2T[(1\pm\alpha)^2+1]}{4(1\pm\alpha)^2 + \omega_0^2 T\tau[1-(1\pm\alpha)^2]^2}; \qquad \text{(VII.38)}$$

$$\tau_1 = \tau \sqrt{\frac{2[(1 \pm \alpha)^2 + 1]}{4(1 \pm \alpha)^2 + \omega_0^2\tau^2 [1 - (1 \pm \alpha)^2]^2}}; \qquad \text{(VII.39)}$$

$$\varsigma = \sqrt{\frac{2[(1 \pm \alpha)^2 + 1]}{4(1 \pm \alpha)^2 + \omega_0^2\tau^2 [1 - (1 \pm \alpha)^2]^2}}; \qquad \text{(VII.40)}$$

$\alpha = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0}$ — относительное отклонение действительной несущей частоты ω_{01} от расчетной ω_0.

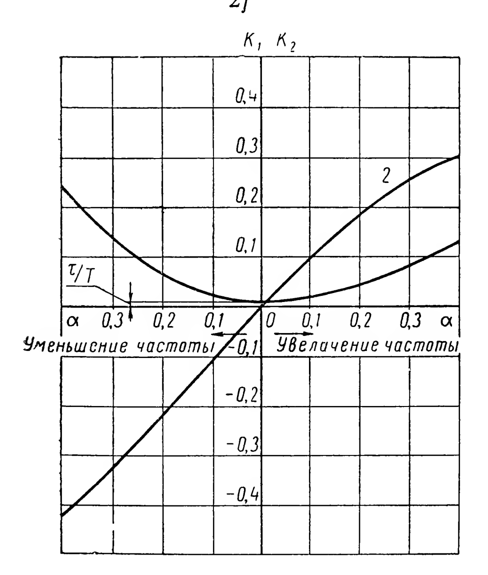
В частном случае, когда $\alpha = 0$ и расчетная несущая частота ω_0 равна действительной несущей частоте ω_{01}, выражения (VII.35) — (VII.40) преобразуются к равенствам:

$$k_1 = \frac{\tau}{T}; \; k_2 = 0; \; T_1 = \tau; \; T_2 = T; \; \tau_1 = \tau; \; \varsigma = 1,$$

а уравнения (VII.33) и (VII.34) принимают вид

$$\frac{1}{2}[G(s + j\omega_{01}) + G(s - j\omega_{01})] = k_0 \frac{\tau}{T} \frac{Ts+1}{\tau s + 1};$$

$$\frac{1}{2j}[G(s + j\omega_{01}) - G(s - j\omega_{01})] = 0.$$

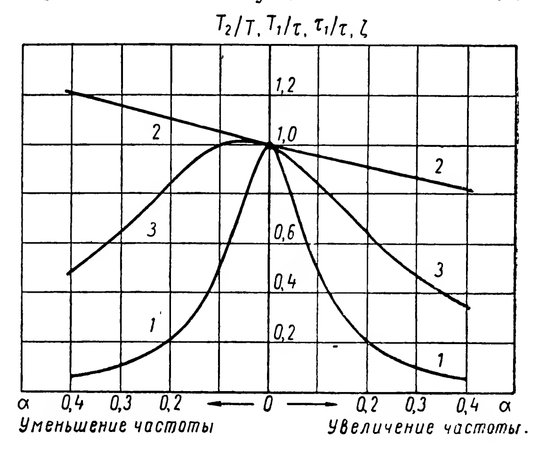


Фиг. VII.11. Изменение коэффициентов k_1 (кривая *1*) и k_2 (кривая *2*) при дрейфе несущей частоты.

На фиг. VII.11 и VII.12 показаны графики изменения коэффициентов k_1; k_2; ζ и относительных величин постоянных времени T_1/τ; T_2/T; τ_1/τ при отклонении несущей частоты от номинального значения, построенные по формулам (VII.35) — (VII.40). Кривые *1* и *2* (фиг. VII.11), построенные для расчетной несущей частоты $\omega_0 = 2\pi 400$ при $\omega_0 T = 100$ и $\omega_0\tau = 1$ и уходе несущей частоты как в сторону увеличения [знак + в формулах (VII.35) — (VII.40)], так и в сторону уменьшения [знак — в формулах (VII.35)—(VII.40)], характеризуют степень влияния дрейфа несущей частоты на величину коэффициентов k_1 и k_2 соответственно.

Кривая *1* показывает, что коэффициент k_1, характеризующий амплитуду синфазной (полезной) составляющей, возрастает при

отклонении несущей частоты в обе стороны, но наиболее интенсивно — при уменьшении несущей частоты. Кривая *2*, характеризующая амплитуду квадратурной составляющей, соответствует возрастанию коэффициента k_2 при увеличении несущей частоты и изменению знака этого коэффициента при возрастании абсолютной величины в случае уменьшения несущей частоты. Физически изменение знака коэффициента k_2 означает изменение фазы квадратурной составляющей на 180°.



Фиг. VII.12. Изменение характеристик двойного Т-образного контура при отклонении несущей частоты от расчетной величины.

Так как коэффициент k_2 изменяется наиболее интенсивно по сравнению с изменением коэффициента k_1 при дрейфе несущей частоты, по крайней мере при отклонении несущей частоты в пределах 20—30%, то, очевидно, увеличение или уменьшение несущей частоты сопровождается возрастанием отношения **амплитуд квадратурной и синфазной составляющих.** Следовательно, расстройка контура, которая наблюдается при дрейфе несущей частоты, вызывает фазовую модуляцию несущей частоты и весьма существенные искажения огибающей.

Кривые *1* и *2* на фиг. VII.12 дают представление о характере изменения относительных величин постоянных времени T_1/τ; T_2/T; τ_1/τ и коэффициента ζ. Обе кривые построены для несущей частоты $\omega_0 = 2\pi 400$; $\omega_0\tau = 1$ и $\omega_0 T = 100$. Из характера кривых видно, что постоянные времени T_1, T_2 и τ_1 при увеличении несущей частоты уменьшаются. Наиболее существенно снижают свою величину постоянные времени T_1 и T_2. Например, увеличение несущей частоты на 10% дает снижение постоянной времени τ_1 приблизительно на 5%, а постоянных времени T_1 и T_2 — на 52%. Уменьшение несущей частоты сопровождается возрастанием постоянной времени τ_1. Постоянные времени T_1 и T_2 в зависимости от величины $\omega_0 T$ могут при этом уменьшаться, что соответствует кривой *1*, а также увеличиваться при малых α и по мере возрастания α уменьшаться (кривая *3* для случая $\omega_0\tau = 1$; $\omega_0 T = 10$).

Величина коэффициента ζ при дрейфе несущей частоты определяется по кривой *2*. Коэффициент $\zeta > 1$ при уменьшении несущей частоты и меньше единицы — при ее увеличении.

Кривые на фиг. VII.11 и VII.12 показывают, что изменение несущей частоты в процессе работы системы оказывает существенное влияние на характеристики элементов, включенных до электродвигателя, т. е. на характеристики контура и, в частности, на основную постоянную времени T_2, а также на коэффициенты k_1 и k_2.

Для оценки влияния дрейфа несущей частоты на характеристики системы необходимо в формулу (VII.32) подставить выражения (VII.33) и (VII.34). Выполнив необходимые преобразования с учетом того, что частота, на которую может реагировать система, значительно меньше несущей, получим

$$W(s) = k \frac{\left(T_1' s + 1\right)\left(T_1' s + 1\right)}{s\left(T_{эм} s + 1\right)\left(\tau_1^2 s^2 + 2\varsigma\tau_1 s + 1\right)}, \qquad \text{(VII.41)}$$

где

$$k = k_0 \frac{1}{U} 2\omega_0 (k_1 \cos\varphi - k_2 \sin\varphi); \qquad \text{(VII.42)}$$

$$T_2' = \frac{T_2 k_1 \cos\varphi}{k_1 \cos\varphi - k_2 \sin\varphi}; \qquad \text{(VII.43)}$$

$$T_1' = \frac{T_1 k_1 \cos\varphi}{k_1 \cos\varphi - k_2 \sin\varphi}. \qquad \text{(VII.44)}$$

Равенство расчетной несущей частоты ω_0 действительной ω_{01}, т. е. $\omega_0 = \omega_{01}$ при $\alpha = 0$, обращает формулу (VII.41) в уравнение вида

$$W(s) = k \frac{Ts + 1}{s(T_{эм} s + 1)(\tau s + 1)}, \qquad \text{(VII.45)}$$

где

$$k = k_0 \frac{1}{U} 2\omega_0 \frac{\tau}{T} \cos\varphi.$$

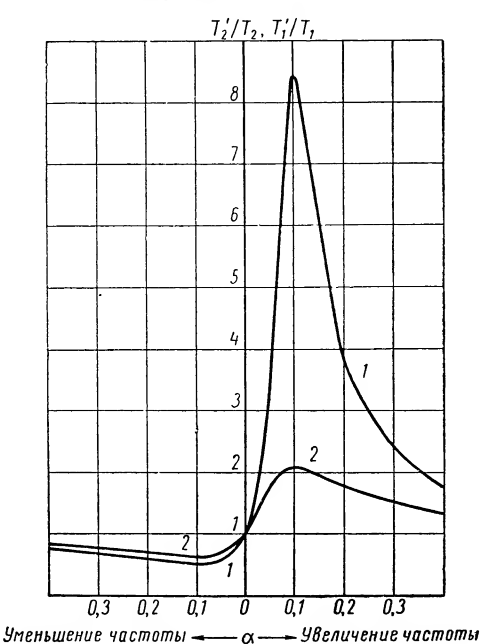
В этом случае $T_2' = T_2 = T$; $T_1' = T_1 = \tau$; $\tau_1 = \tau$; $\zeta = 1$.

В выражение (VII.41) входят две постоянные времени T_2' и T_1', характер изменения которых при отклонении несущей частоты от расчетной величины зависит не только от особенности работы контура, но и от особенностей работы электродвигателя. Существенное влияние на величину этих постоянных времени оказывает отклонение фазового сдвига от $\frac{\pi}{2}$ между управляющим напряжением и напряжением возбуждения электродвигателя, т. е. параметр φ, функцией которого являются постоянные времени T_2' и T_1', как это видно из уравнений (VII.43) и (VII.44).

На фиг. VII.13 приводятся кривые, показывающие зависимость относительных величин T_2'/T_2 и T_1'/T_1 от относительного отклонения α несущей частоты при $\varphi = 6°$ и $\varphi = 10°$ в случае $\omega_0 = 2\pi 400$, $\omega_0\tau = 1$ и $\omega_0 T = 100$. Кривые *1* при $\varphi = 10°$ и *2* при $\varphi = 6°$

показывают, что наиболее интенсивное изменение постоянных времени T_2' и T_1' происходит при дрейфе несущей частоты α в пределах $\pm 0,1$ и при более высоких значениях φ. Кривые на фиг. VII.13 дают основание утверждать, что постоянные времени системы T_2' и T_1' изменяются значительно более резко по сравнению с постоянными времени T_2 и T_1, которые характеризуют собственно контур. Например, уход несущей частоты на 10% в сторону увеличения ($\alpha = 0,1$) изменяет основную постоянную времени контура T на 52,2% и делает ее равной $T_2 = 0,478T$. Соответствующая системная постоянная времени T_2' при той же величине α увеличивается в 4 раза с лишним и принимает значение

$$T_2' = 8,45 \cdot T_2 = 8,45 \cdot 0,478 \cdot T \approx 4,04T.$$

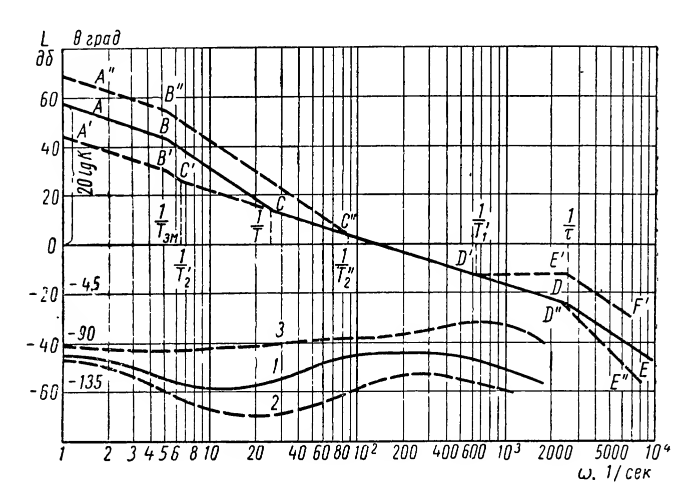


Фиг. VII.13. Изменение отношения постоянных времени T_2'/T_2; T_1'/T_1 при дрейфе несущей частоты.

На фиг. VII. 14 показаны логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики разомкнутой системы переменного тока, стабилизированной последовательным двойным T-образным контуром, в соответствии с передаточными функциями (VII.41) и (VII. 45).

Частотные характеристики системы (фиг. VII.14) построены для расчетной несущей частоты $\omega_0 = 2\pi 400$, $\omega_0 T = 100$, $\omega_0 \tau = 1$, $\varphi = 10^\circ$ при уходе несущей частоты $\alpha = \pm 0,1$. Асимптотическая амплитудно-частотная характеристика $ABCDE$ и фазо-частотная характеристика *1* соответствуют $\alpha = 0$ и уравнению (VII.45). Высокочастотная часть характеристики $ABCDE$, расположенная за частотой среза, определяется постоянной времени $\tau \cong \frac{1}{2\pi 400}$ которая по условиям возможной физической реализации контура и минимальных искажений огибающей выбирается равной или немного меньше величины $\frac{1}{\omega_0}$. Постоянная времени T, дающая излом в точке C, в соответствии с приведенными данными равна

приблизительно 0,04 *сек*. Уход несущей частоты на 10% ($\alpha=0,1$) в сторону увеличения деформирует амплитудную и фазовую характеристики и преобразует их к виду $A'B'C'D'E'F'$ и кривой *3*. Амплитудная характеристика $A'B'C'D'E'F'$ и фазовая характеристика *3* должны строиться по выражению (VII.41). Постоянная времени T_2' по сравнению с постоянной времени T существенно увеличилась и стала равной 0,16 *сек*. Постоянная времени τ_1 в сравнении с τ незначительно уменьшилась до величины



Фиг. VII.14. Изменение амплитудно- и фазо-частотных характеристик системы при дрейфе несущей частоты.

0,00038 *сек*. Дрейф несущей частоты вызвал появление новой постоянной времени $T_1' = 0,0016$ *сек*. Коэффициент $\zeta=0,952$. Асимптота $C'D'$ практически совпадает с асимптотой CD. Передаточный коэффициент k значительно уменьшился. Построенные графики показывают, что увеличение несущей частоты при выбранных параметрах ω_0T, $\omega_0\tau$, φ сопровождается большим снижением добротности по скорости и ускорению и весьма значительным увеличением запаса устойчивости по фазе.

Уменьшение несущей частоты на 10% ($\alpha=-0,1$) преобразует амплитудно-частотную характеристику к виду $A''B''C''D''E''F''$, а фазо-частотную характеристику к виду кривой *2*. В этом случае постоянная времени T_2' в сильной степени уменьшается (0,0113 *сек*), а постоянная времени τ_1 незначительно увеличивается (0,00042 *сек*). Новая постоянная времени T_1' много меньше τ_1. Среднечастотная асимптота $C''D''$ так же, как и в первом случае, практически совпадает с асимптотой CD. Уход несущей частоты в сторону уменьшения существенно уменьшает запас устойчивости по фазе при одновременном увеличении передаточ-

ного коэффициента системы. Возрастает колебательность процесса.

На основании рассмотренного можно сделать следующие выводы.

Отклонение несущей частоты как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения относительно расчетной величины в процессе работы системы в сильной степени изменяет частотные характеристики системы, что приводит к существенному ухудшению качественных показателей ее работы.

При дрейфе несущей частоты особенно сильно деформируется та часть характеристик, которая располагается в области низких и средних (до частоты среза) частот. Это означает, что уход несущей частоты прежде всего сказывается на точности работы системы, на ее ошибках и колебательности переходного процесса.

Деформация частотных характеристик в области высоких частот $\left(\text{в районе постоянной времени } \tau \leqslant \frac{1}{\omega_0}\right)$ имеет гораздо меньшее значение, так как эта область характеристик соответствует начальной стадии переходного процесса и большого практического значения не имеет.

Следует отметить, что дрейф несущей частоты, даже в пределах практически существующих отклонений от заданной величины, за счет возникновения квадратурной составляющей до такой степени искажает передаваемую информацию, при которой для некоторых параметров φ; $\omega_0 T$; $\omega_0 \tau$; α возможны изменение знака вращающего момента электродвигателя и потеря устойчивости системы.

Зависимость характеристик ситемы переменного тока от дрейфа несущей частоты накладывает определенные ограничения на область применения систем, работающих на несущей частоте и имеющих структурную схему, подобную показанной на фиг. VII.1.

4. МЕТОДЫ УСТРАНЕНИЯ ИСКАЖЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ И ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ

Причиной искажения огибающей и, следовательно, передаваемой информации, как это было показано выше, является возникновение в процессе прохождения модулированного сигнала через усилительный тракт составляющей, сдвинутой по несущей частоте на $\frac{\pi}{2}$ относительно полезного (синфазного) сигнала.

Очевидно, для устранения возникающих искажений необходимо отфильтровать эту составляющую или таким образом спроектировать усилительный канал, чтобы квадратурная составляющая не возникала. Условием невозникновения искажений будет отсутствие фазовой модуляции по несущей частоте. Так как вы-

ходной сигнал на выходных зажимах устройства с передаточной функцией $G(s)$ по переменному току определяется уравнением (VII.7), то, очевидно, для исключения фазовой модуляции необходимо выполнить условие, которое в общем виде может быть записано как $\psi(t) = \text{const}$, что равносильно равенству

$$\operatorname{tg}\psi(t) = \frac{b(t)}{a(t)} = \lambda = \text{const}. \qquad \text{(VII.46)}$$

Уравнение (VII.46) иногда называется условием постоянства фазы по несущей частоте. Подставив в формулу (VII.46) величины $a(t)$ и $b(t)$, определяемые выражениями вида (VII.5) и (VII.6), получим условие отсутствия фазовой модуляции несущей частоты в следующем виде:

$$L^{-1}\left[\frac{G(s+j\omega_{01}) - G(s-j\omega_{01})}{2j} m(s)\right] = \lambda L^{-1}\left[\frac{G(s+j\omega_{01}) + G(s-j\omega_{01})}{2} m(s)\right]. \qquad \text{(VII.47)}$$

Выполнение равенства (VII.47) позволяет определить передаточную функцию устройства $G(s)$ по огибающей, т. е. найти некоторый аналог на постоянном токе, который будет выполнять над сигналом постоянного тока точно такие же операции, какие осуществляются устройством $G(s)$ над огибающей сигнала переменного тока. Возможность определения для устройства $G(s)$ передаточной функции по огибающей нужно расценивать так, что звено $G(s)$, преобразуя огибающую сигнала переменного тока, не вносит при этом каких-либо искажений в процесс преобразования.

Это утверждение не является совершенно очевидным при рассмотрении уравнения (VII.47), но может быть легко доказано путем применения этого уравнения для нахождения передаточной функции по огибающей для элемента $G(s)$. Действительно, линейные свойства преобразования Лапласа дают возможность решить уравнение (VII.47) относительно функции $G(s - j\omega_{01})$, которая оказывается равной

$$G(s - j\omega_{01}) = G(s + j\omega_{01}) \frac{1 - j\lambda}{1 + j\lambda}. \qquad \text{(VII.48)}$$

Осуществляя подстановку (VII.48) в выражение (VII.8) для огибающей $A(t)$ на выходе звена $G(s)$ и используя линейные свойства преобразования Лапласа, получим

$$A(t) = \sqrt{\frac{1+\lambda^2}{(1+j\lambda)^2}}\, L^{-1}\left[G(s + j\omega_{01})\, m(s)\right], \qquad \text{(VII.49)}$$

откуда и находится искомая передаточная функция

$$W_1(s) = \frac{L[A(t)]}{m(s)} = \frac{\sqrt{1+\lambda^2}}{1+j\lambda} G(s + j\omega_{01}). \qquad \text{(VII.50)}$$

В частном случае, когда $\lambda=0$, передаточная функция (VII.50) преобразуется к виду

$$W'_1(s) = G(s + j\omega_{01}). \qquad \text{(VII.51)}$$

Итак, выполнение условия (VII.47) отсутствия фазовой модуляции несущей частоты позволяет исключить искажение огибающей или искажение передаваемой информации.

Следовательно, условием неискаженной передачи можно считать постоянство фазы по несущей частоте.

В реальных условиях требование отсутствия фазовой модуляции для неискаженной передачи, как правило, не выполняется. Однако некоторые устройства обладают характеристиками, которые позволяют в первом приближении выполнить условие постоянства фазы. К числу таких устройств можно отнести резонансные усилители, настроенные на несущую частоту, корректирующие пассивные контуры переменного тока мостового типа, рассчитанные на несущую частоту. Известное свойство демодуляторов преобразовывать полезный сигнал (синфазную составляющую) в постоянное напряжение, а составляющую, сдвинутую по фазе на $\frac{\pi}{2}$ относительно полезного сигнала (квадратную составляющую),— в гармоники, которые в последующем могут быть ослаблены соответствующими фильтрами, можно рассматривать как выполнение такого рода устройствами условия исключения фазовой модуляции.

Применение пассивных корректирующих контуров переменного тока, настроенных на несущую частоту, создает определенные трудности в техническом решении задачи по стабилизации системы и по устранению искажения огибающей из-за чрезвычайно сильной зависимости характеристик контуров и системы в целом от дрейфа несущей частоты. Характеристики системы изменяются не только по причине изменения постоянных времени и передаточного коэффициента контура, но также и по причине возникновения квадратурной составляющей на выходе контура, так как последний в случае дрейфа несущей частоты перестает удовлетворять условию постоянства фазы. Значительное влияние изменения несущей частоты на качество работы системы делает в ряде случаев совершенно необходимым поддержание несущей частоты на постоянном уровне, что является техническим усложением проектируемой системы и, разумеется, накладывает определенное ограничение на применение корректирующих устройств переменного тока.

Решением задачи, исключающим влияние дрейфа несущей частоты на качество работы системы, может служить вариант схемы, часто применяемой на практике, в соответствии с которой в прямой тракт системы вводятся демодулятор и модулятор, и стабилизация системы осуществляется обычными корректирующими устройствами постоянного тока, включенными между дву-

мя преобразователями (демодулятором и модулятором). В эту часть тракта может быть введена и обратная связь по постоянному току. Структурная схема системы с применением демодуляции и модуляции показана на фиг. VII.2.

Если до демодулятора включено устройство с передаточной функцией $G(s)$, то входным сигналом демодулятора будет напряжение вида (VII.4). При опорном напряжении, сдвинутом по фазе на величину $\Delta\varphi$ относительно полезного сигнала $a(t)\sin(\omega_{01}t+\varphi)$, т. е. при $u_0=U_0\sin(\omega_{01}t+\varphi+\Delta\varphi)$, входной сигнал демодулятора вида (VII.4) может быть записан как

$$H(t) = [a(t)\cos\Delta\varphi + b(t)\sin\Delta\varphi]\sin(\omega_{01}t + \psi) + \\ + [b(t)\cos\Delta\varphi - a(t)\sin\Delta\varphi]\cos(\omega_{01}t + \psi), \qquad \text{(VII.52)}$$

где $\psi=\varphi+\Delta\varphi$.

Первая составляющая в уравнении (VII.52), имеющая такую же фазу, как и опорное напряжение u_0, будет переобразована демодулятором в постоянное напряжение. Вторая составляющая того же уравнения отличается по фазе относительно опорного напряжения на $\frac{\pi}{2}$ и поэтому при прохождении через демодулятор не преобразуется в постоянное напряжение. На выходе демодулятора она представлена гармоническими составляющими, которые взаимно не компенсируются. Это свойство демодулятора позволяет определить предаточную функцию устройства $G(s)$, включенного до преобразователя, по огибающей полезного сигнала.

Выпрямленное напряжение $U_{вых}$ на выходе демодулятора пропорционально величине амплитуды первой составляющей в уравнении (VII.52), т. е.

$$U_{вых} = k_{дем}[a(t)\cos\Delta\varphi + b(t)\sin\Delta\varphi], \qquad \text{(VII.53)}$$

где

$k_{дем}$ — коэффициент пропорциональности, определяемый схемой демодулятора.

Подставив в выражение (VII.53) значения $a(t)$ и $b(t)$, определяемые формулами (VII.5) и (VII.6), получим передаточную функцию устройства $G(s)$ совместно с демодулятором по огибающей полезного сигнала

$$\frac{L[U_{вых}]}{m(s)} = k_{дем}\frac{G(s+j\omega_{01})\,e^{-j\Delta\varphi} + G(s-j\omega_{01})e^{j\Delta\varphi}}{2}. \qquad \text{(VII.54)}$$

Из формул (VII.53) и (VII.54) следует, что в выходном сигнале демодулятора в виде напряжения постоянного тока присутствует не только полезный сигнал, но и часть квадратурной составляющей, которая искажает передаваемую информацию. С увеличением фазового сдвига $\Delta\varphi$ опорного напряжения по отношению к полезному сигналу доля квадратурной составляющей

в выпрямленном напряжении на выходе преобразователя возрастает и в случае, когда $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}$, передаточная функция (VII.54) принимает вид

$$\frac{L[U_{вых}]}{m(s)} = k_{дем} \frac{G(s + j\omega_{01}) - G(s - j\omega_{01})}{2j}. \qquad (VII.55)$$

Передаточная функция (VII.55) соответствует такой работе демодулятора, когда в постоянное напряжение преобразуется только лишь квадратурная составляющая, а полезный сигнал преобразуется в гармонические составляющие, которые в последующем подавляются фильтрами. Этот случай соответствует потере информации и поэтому в практических условиях является недопустимым.

Напротив, с уменьшением фазового сдвига $\Delta\varphi$ в выпрямленном напряжении на выходе демодулятора возрастает доля полезного сигнала и уменьшается доля квадратурной составляющей. В пределе, когда $\Delta\varphi = 0$, передаточная функция (VII.54) принимает вид

$$\frac{L[U_{вых}]}{m(s)} = k_{дем} \frac{G(s + j\omega_{01}) + G(s - j\omega_{01})}{2}, \qquad (VII.56)$$

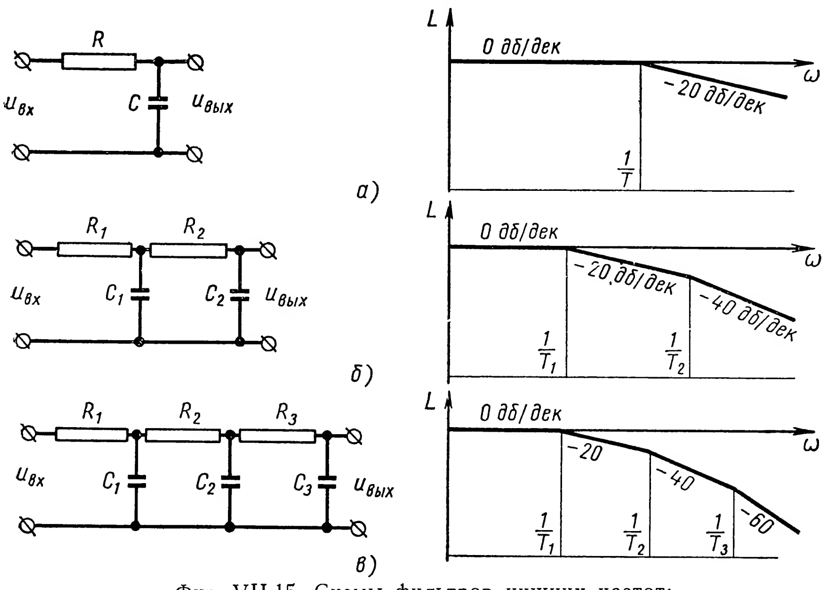
что соответствует преобразованию в постоянное напряжение только лишь полезной составляющей. Квадратурная составляющая при этом преобразуется демодулятором в гармоники.

Передаточная функция (VII.56), которая имеет место при $\Delta\varphi = 0$, т. е. при совпадении фаз опорного напряжения и полезного сигнала, позволяет исключить квадратурную составляющую или ослабить ее в необходимой степени с помощью фильтров и тем самым устранить возможные искажения в передаваемой информации. Дрейф несущей частоты не нарушит настройку демодулятора.

Из рассмотренного следуют два весьма важных для практики вывода. Первый вывод заключается в необходимости осуществления фазирования демодулятора по полезному сигналу, т. е. в практическом осуществлении равенства $\Delta\varphi = 0$ (могут встретиться случаи, когда фазирование демодулятора необходимо осуществить по фазе полезного сигнала $\Delta\varphi \neq 0$). Второй вывод требует обязательной постановки фильтра после демодулятора, в задачу которого должно входить подавление гармоник несущей частоты, присутствующих в выходном напряжении демодулятора.

Включение фильтра в структурную схему не должно ухудшать динамические характеристики системы автоматического регулирования. Для этого необходимо, чтобы изменения фазовой характеристики системы в области низких и средних частот (до частоты среза) под влиянием фильтра были небольшими. В противном случае может существенно измениться запас устойчивости по фазе, что приведет к изменению качественных показате-

лей работы системы. С другой стороны, фильтр должен обеспечить хорошее сглаживание на высоких частотах и на частоте гармоник несущей частоты. Для выполнения этих задач весьма широко применяются Г-образные RC-фильтры нижних частот. Обычно применяют однозвенные, двухзвенные и трехзвенные RC-фильтры, схемы которых и амплитудно-частотные характеристики показаны на фиг. VII.15. Однозвенный RC-фильтр нижних частот имеет передаточную функцию вида



Фиг. VII 15. Схемы фильтров нижних частот:
а — однозвенного; *б* — двухзвенного; *в* — трехзвенного.

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{1}{Ts + 1},$$

где $T = RC$.

Двухзвенный фильтр характеризуется двумя постоянными времени T_1 и T_2 и передаточной функцией

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)},$$

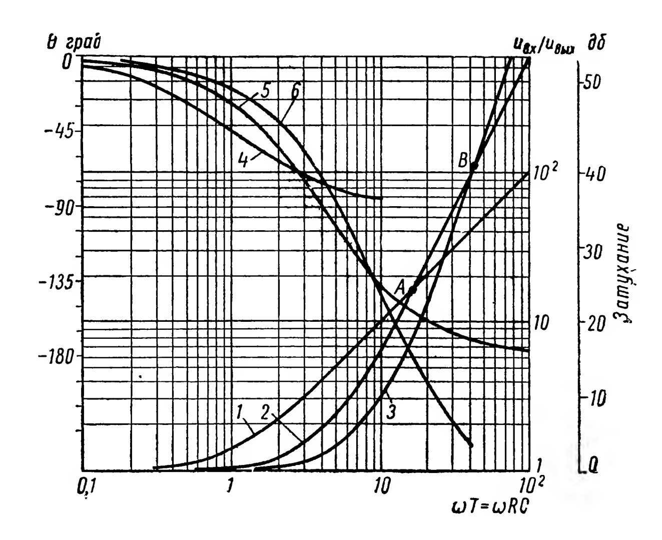
где $T_1 = R_1 C_1$ и $T_2 = R_2 C_2$ при условии, когда последующее звено не оказывает реакции на предыдущее.

Трехзвенный RC-фильтр соответствует передаточной функции

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

с постоянными времени $T_1 = R_1 C_1$; $T_2 = R_2 C_2$; $T_3 = R_3 C_3$ при выполнении того же условия, что и в случае двухзвенного фильтра.

Для подавления гармоник несущей частоты до необходимого минимума включают одно или несколько звеньев. При этом в случае постоянной общей величины элементов R и C максимальное сглаживание будет тогда, когда все звенья имеют одинаковые по величине элементы RC. На фиг. VII.16 показан график



Фиг. VII.16. График зависимости затухания от величины ωRC для RC-фильтров.

зависимости затухания от величины ωRC для однозвенного, двухзвенного и трехзвенного RC-фильтра (кривые *1*, *2* и *3* соответственно). Параметры двухзвенного фильтра R_1, R_2, C_1 и C_2 выбраны равными: $R_1 = R_2 = \frac{R}{2}$ и $C_1 = C_2 = \frac{C}{2}$ Для трехзвенного фильтра $R_1 = R_2 = R_3 = \frac{R}{3}$ и $C_1 = C_2 = C_3 = \frac{C}{3}$. Сравнение кривых *1*, *2* и *3* показывает, что для малых затуханий в пределах от 0 до 24 *дб* (точка *A*) нецелесообразно ставить многозвенные фильтры, которые дают меньшее затухание по сравнению с однозвенным фильтром. Для затуханий, лежащих в пределах от 24 до 40 *дб* (точки *A* и *B*) лучшие результаты по величине затухания дает двухзвенный фильтр. В случае больших затуханий, определяемых величиной более высокой, чем затухание, соответствующее точке *B*, лучшие результаты дает трехзвенный фильтр.

Кривые *4*, *5* и *6* (фиг. VII.16) соответствуют фазовым характеристикам однозвенного, двухзвенного и трехзвенного фильтров RC. Характеристика *5* двухзвенного фильтра не вносит большего отставания по фазе на низких частотах по сравнению с характеристикой *4* однозвенного фильтра. Это объясняется тем, что

резонансная частота двухзвенного фильтра сдвинута вправо по сравнению с сопрягающей частотой однозвенного фильтра. Для характеристики *6* резонансная частота еще более сдвинута вправо, вследствие чего трехзвенный фильтр на низких частотах вносит отставание по фазе меньше, чем двухзвенный фильтр.

Кривые, показанные на фиг. VII.16, позволяют по заданному затуханию (величине, обратной выражению амплитудно-частотной характеристики) определить схему фильтра и рассчитать его параметры.

Итак, включение демодулятора в прямую цепь системы переменного тока позволяет выделить полезный сигнал в виде напряжения постоянного тока, а составляющую, сдвинутую на $\frac{\pi}{2}$ относительно полезного сигнала, преобразовать в гармоники несущей частоты, которые в последующем с помощью фильтров нижних частот подавляются до необходимой величины. Полезный сигнал постоянного тока, свободный от паразитной составляющей, можно теперь использовать в корректирующих цепях постоянного тока, не подверженных влиянию изменения несущей частоты, а затем, промодулировав, подать на исполнительный элемент.

5. СМЕЩЕНИЕ НУЛЯ В СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Если входное звено системы занимает согласованное положение относительно выходного звена, то ошибка равна нулю. После появления некоторого ложного сигнала, который может возникнуть в любом элементе системы, произойдет смещение выходного звена относительно ранее занятого положения. Возникшее рассогласование между входом и выходом в этом случае называют смещением нуля системы. В системах переменного тока смещение нуля может возникнуть под влиянием различных факторов. В частности, это явление может быть вызвано наличием гармонических помех на входе и наличием квадратурной составляющей в виде остаточного напряжения в измерительном элементе.

Смещение нуля можно определить количественно, если известна величина ложного сигнала и то место, где он образовался.

Предположим, что в одном из элементов прямого тракта системы образовался ложный сигнал Δ, который, пройдя по оставшейся части тракта, вызывает реакцию исполнительного элемента и перемещение выходного вала следящей системы на некоторую величину. Образовавшееся рассогласование преобразовывается измерительным элементом в сигнал ошибки, который компенсирует ложный сигнал. Для компенсации ошибки в установившемся режиме необходимо, чтобы рассогласование, умноженное на коэффициент передачи до места образования

ложного сигнала Δ, было равно по абсолютной величине ложному сигналу, а по знаку противоположно ему. В этом случае справедливо равенство

$$\Delta\theta k_1 k_2 = \Delta, \qquad (VII.57)$$

где $\Delta\theta$ — смещение нуля или поворот выходного вала под действием ложного сигнала Δ;

k_1 — передаточный коэффициент измерительного элемента;

k_2 — передаточный коэффициент цепи от измерительного элемента до места зарождения ложного сигнала.

Из полученного равенства находим смещение нуля

$$\Delta\theta = \frac{\Delta}{k_1 k_2}. \qquad (VII.58)$$

Формула смещения нуля показывает, что погрешность $\Delta\theta$ будет тем меньше, при одном и том же уровне Δ, чем больше $k_1 k_2$ или чем ближе к концу цепи образуется ложный сигнал. Формула позволяет определить смещение нуля под действием квадратурной составляющей на входе системы.

Остаточное напряжение измерительного элемента всегда может быть разложено на две составляющие, одна из которых является синфазной и совпадает по фазе с полезным сигналом, вторая — квадратурная, отличается по фазе от полезного сигнала на $\frac{\pi}{2}$. Синфазная составляющая компенсируется соответствующей настройкой измерительного элемента. Квадратурную составляющую можно подавить путем применения демодуляторов и последующих фильтров нижних частот.

Если квадратурная составляющая остаточного напряжения измерительного элемента определяется величиной

$$u_к = U_к \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

то в процессе прохождения по усилительному тракту с передаточной функцией $G(s)$ до демодулятора она преобразуется в сигнал вида

$$H(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) - b(t)\sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad (VII.59)$$

где

$$a(t) = L^{-1}\left[\frac{G(s + j\omega_0) + G(s - j\omega_0)}{2} U_к\right]; \qquad (VII.60)$$

$$b(t) = L^{-1}\left[\frac{G(s + j\omega_0) - G(s - j\omega_0)}{2j} U_к\right]. \qquad (VII.61)$$

Как показывает уравнение (VII.59), на зажимах демодулятора действуют два напряжения, одно из которых определяется квадратурной составляющей с амплитудой $a(t)$, а второе — составляющей, имеющей такую же фазу, как и фаза полезного сигнала на входе управляющего усилителя. В случае, когда демодулятор имеет опорное напряжение

$$u_0 = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

часть квадратурной помехи $b(t)\sin(\omega_0 t+\varphi)$ будет преобразована демодулятором в постоянное напряжение, а другая часть $a(t)\cos(\omega_0 t+\varphi)$ — в гармоники. Постоянное напряжение на выходе демодулятора, обусловленное второй составляющей в правой части уравнения (VII.59), вызовет ложную реакцию исполнительного элемента, что и обусловливает смещение нуля.

Для исключения смещения нуля и, следовательно, ложной реакции исполнительного элемента на указанную часть квадратурной помехи необходимо фазировать демодулятор, т. е. выбрать такую фазу опорного напряжения, при которой квадратурная помеха на входе демодулятора, определяемая уравнением (VII.59), будет целиком преобразовываться демодулятором в гармоники, которые затем можно в значительной степени ослабить фильтрами нижних частот.

Нужную фазу опорного напряжения легко установить, если уравнение (VII.59) представить в виде

$$H(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \varphi + \psi(t)], \qquad (VII.62)$$

где

$$A(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}; \qquad (VII.63)$$

$$\operatorname{tg}\psi(t) = \frac{b(t)}{a(t)}. \qquad (VII.64)$$

При постоянной амплитуде квадратурной составляющей $U_к$ остаточного напряжения измерительного элемента в установившемся режиме фаза $\psi(t)$ не является функцией времени и равна постоянной величине, т. е. $\varphi = \text{const}$.

Выбрав опорное напряжение, равное

$$u_0 = U_0\sin(\omega_0 t + \varphi + \psi), \qquad (VII.65)$$

получим такие условия работы демодулятора, при которых квадратурная помеха (VII.59) или (VII.62), действующая на входе демодулятора, не будет преобразовываться последним в постоянное напряжение, а будет представлена на выходе демодулятора гармониками несущей частоты.

Следует заметить, что фазирование демодулятора в соответствии с выражением (VII.65) исключает квадратурную составляющую, возникающую на входе управляющего усилителя, но не исключает полностью ту квадратурную составляющую, которая образуется на выходе устройства $G(s)$ в процессе прохождения полезного сигнала через это устройство и которая является причиной искажения огибающей. В системах переменного тока с промежуточной демодуляцией и модуляцией в качестве устройства с передаточной функцией $G(s)$, включенного до демодулятора, обычно используется электронный усилитель напряжения или усилитель напряжения на полупроводниках. Эти усилители практически безынерционны и незначительно изменяют фазу усиливаемого сигнала. Вследствие этого можно считать,

что величина фазы ψ близка к нулю. Следовательно, амплитуда $b(t)$ в уравнениях (VII.4) и (VII.59) значительно меньше амплитуды $a(t)$. В соответствии с этим и искажения, вносимые квадратурной составляющей, возникающей на выходе $G(s)$, будут ничтожно малы и ими можно пренебречь. В то же время незначительная величина фазового сдвига ψ и амплитуды $b(t)$ может вызвать весьма заметное смещение нуля системы. По этой причине фазирование демодулятора следует осуществлять в соответствии с выражением (VII.65) таким образом, чтобы опорное напряжение и квадратурная составляющая остаточного напряжения на входе демодулятора были сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$.

Количественная оценка смещения нуля под влиянием квадратурной помехи может быть сделана в соответствии с уравнением (VII.58) и приведенных замечаний в отношении характера устройства $G(s)$ по формуле

$$\Delta\theta = \frac{U_к}{k_1} \sin\psi. \tag{VII.66}$$

Эта формула показывает, что смещение нуля под действием квадратурной помехи на входе находится в прямой пропорциональной зависимости от уровня помехи $U_к$ и обратно пропорционально крутизне выходного напряжения k_1 измерительного элемента. Кроме того, смещение нуля зависит от фазовой характеристики усилителя, находящегося перед демодулятором.

Смещение нуля под влиянием квадратурной помехи может быть уменьшено в двухскоростных следящих системах, отличающихся от односкоростных наличием двух измерительных систем точного и грубого отсчета. Обычно двухскоростные следящие системы применяются для повышения точности измерения угла рассогласования. В системах подобного типа с измерительным органом, выполненным, например, в виде сельсинов, работающих в трансформаторном режиме, увеличение точности измерения рассогласования достигается искусственным увеличением крутизны выходного напряжения сельсина-трансформатора путем введения повышающей передачи с передаточным числом i между выходным валом системы и валом сельсина-трансформатора точного канала. Аналогичной передачей через редуктор с тем же передаточным числом i связывается и входной вал следящей системы с валом датчика сельсина-трансформатора точной системы измерения. Так как передаточный коэффициент измерительного элемента в формуле (VII.66) характеризует крутизну выходного напряжения, то, очевидно, выражение, определяющее смещение нуля под действием квадратурной помехи, может быть с учетом искусственного увеличения крутизны выходного напряжения из-

мерительного элемента в двухскоростной следящей системе в i раз преобразовано к виду

$$\Delta\theta = \frac{U_\kappa}{ik_1}\sin\Delta\varphi. \qquad \text{(VII.67)}$$

Формула (VII.67) показывает, что смещение нуля в двухскоростной следящей системе уменьшается в i раз по сравнению с односкоростной следящей системой при прочих одинаковых условиях. Чем больше передаточное число i редуктора, тем в большей степени можно снизить уровень погрешности измерения рассогласования и, следовательно, величину смещения нуля. Однако чрезмерное увеличение передаточного числа i приводит к целому ряду других недостатков, важнейшими из которых являются: возникновение при больших скоростях значительной динамической погрешности сельсинов; увеличение приведенного к валу двигателя момента инерции; образование люфтов в передачах, обусловливающих большую погрешность, чем собственная погрешность сельсинов; затруднение в синхронизации, связанное с уменьшением времени переключения с точного канала на грубый.

Влияние фазовой характеристики усилителя до демодулятора на величину смещения нуля в следящей системе легко устанавливается по уравнению (VII.66). При малых величинах фазового сдвига ψ смещение нуля может быть определено как

$$\Delta\theta \approx \frac{U_\kappa}{k_1}\psi. \qquad \text{(VII.68)}$$

Следовательно, все изменения в фазовой характеристике, которые могут происходить в процессе работы усилителя, сказываются прямо пропорционально на величине смещения нуля.

Если до начала работы системы было осуществлено фазирование усилителя с учетом уравнения (VII.65), то нестабильность фазовой характеристики усилителя в работе может вызвать нарушение соотношения фаз между опорным напряжением, полезным сигналом и квадратурной составляющей, установленного при фазировании, и смещение нуля, выходящее за пределы допустимых величин. В связи с этим к этой части усилительного тракта предъявляются повышенные требования в отношении стабильности фазовой характеристики. Возможные отклонения в фазовой характеристике от установленных величин могут быть определены по уравнению (VII.68) при заданных $\Delta\theta$, U_κ и K_1.

Наличие гармонических помех на входе также приводит к смещению нуля. Наибольшее значение в этом отношении имеет третья гармоника. Гармоническая помеха, преобразованная демодулятором в постоянное напряжение, отрабатывается исполнительным элементом. Величина отработки или смещение нуля может быть определено в соответствии с выражением (VII.58).

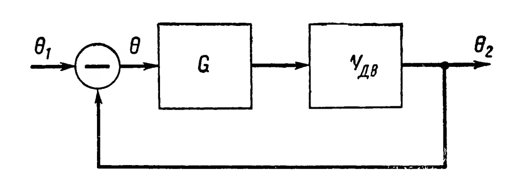
В случае большого смещения нуля в управляющем усилителе до демодулятора необходимо предусмотреть постановку фильт-

ров нижних частот. При этом фильтр не должен оказывать заметного влияния на фазочастотную характеристику разомкнутой следящей системы в области частот, определяющих качество переходного процесса системы. В то же время фильтр должен обеспечить достаточно хорошее ослабление гармонических помех. Помимо этого, необходимо, чтобы фазо-частотная характеристика фильтра в области несущей частоты не имела резких изменений при отклонении несущей частоты от номинального значения, что имеет значение с точки зрения смещения нуля под влиянием квадратурной помехи. В противном случае квадратурная помеха как переменное напряжение несущей частоты, проходя через фильтр и первые каскады усилителя, получит дополнительный фазовый сдвиг и будет частично преобразована демодулятором в постоянное напряжение из-за нарушения условий фазирования. Постоянное напряжение на выходе демодулятора вызовет смещение нуля.

6. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И ИХ СОСТАВЛЕНИЕ ПО СТРУКТУРНЫМ СХЕМАМ

Для следящих систем, работающих на несущей частоте, передаточные функции могут быть определены так же, как и для систем постояного тока.

Так как передаваемая информация связана с огибающей, то для оценки динамических характеристик систем переменного тока необходимо знать процесс прохождения огибающей через все звенья системы. Определение процесса прохождения огибающей легко выполняется, если известны передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем переменного тока по огибающей.



Фиг. VII.17. Структурная схема замкнутой следящей системы на переменном токе.

Пусть задана система, структурная схема которой показана на фиг. VII.17. Особенностью этой системы является то, что входная θ_1 и выходная θ_2 величины не являются модулированными, в то время как все звенья в цепи от входа до выхода работают на несущей частоте. Примером такой цепи может служить следящая система с двухфазным электродвигателем, в которой ошибка измеряется с помощью сельсинов и, следовательно, входной величиной является угол поворота вала сельсина-датчика θ_1, а выходной — угол поворота электродвигателя θ_2. Углы поворота не являются модулированными величинами, хотя сигнал ошибки, получаемый от сельсина-трансформатора, является переменным напряжением, модулированным по амплитуде. Моду-

лированным должно быть также и управляющее напряжение, на которое реагирует электродвигатель.

Передаточная функция замкнутой системы определяется соотношением

$$\Phi(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)}. \qquad \text{(VII.69)}$$

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta(s)}. \qquad \text{(VII.70)}$$

Если передаточная функция двухфазного асинхронного электродвигателя может быть определена выражением вида

$$W_{Дв}(s) = \frac{F_0(s;\ \varphi)}{s(T_{эм}s + 1)}, \qquad \text{(VII.71)}$$

где

$$F_0(s;\ \varphi) = \frac{1}{U}(2\omega_{01}\cos\varphi + s\cdot\sin\varphi), \qquad \text{(VII.72)}$$

а все другие звенья в прямой цепи, стоящие до электродвигателя и работающие на несущей частоте, имеют передаточную функцию $G(s)$ по переменному току, то можно показать, что последовательное соединение элементов $G(s)$ и $W_{Дв}(s)$ обладает передаточной функцией [3]

$$W(s) = \frac{\frac{1}{2}[G(s + j\omega_{01}) + G(s - j\omega_{01})]F_0(s;\ \varphi) + \frac{1}{2j}[G(s + j\omega_{01}) -}{s(T_{эм}s + 1)} \to$$

$$\to -G(s - j\omega_{01})]F_0\left(s;\ \varphi + \frac{\pi}{2}\right), \qquad \text{(VII.73)}$$

где

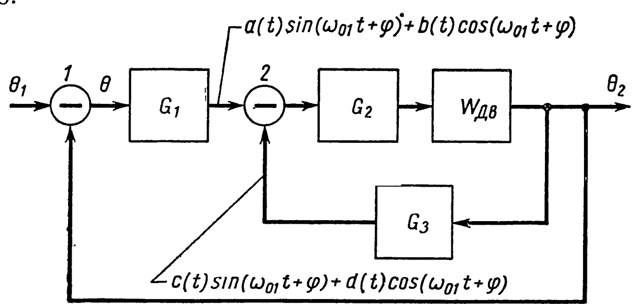
$$F_0\left(s;\ \varphi + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{U}(-2\omega_{01}\sin\varphi + s\cos\varphi). \qquad \text{(VII.74)}$$

Уравнение (VII.73) является передаточной функцией по огибающей разомкнутой системы переменного тока, в которой все звенья до электродвигателя работают на несущей частоте. Приведенное выражение показывает также, что передаточную функцию разомкнутой системы переменного тока получить простым перемножением передаточных функций элементов G и $W_{Дв}$ в структурной схеме, показанной на фиг. VII.17, нельзя.

Передаточная функция замкнутой системы, определяемая формулой (VII.69), по известной $W(s)$ находится так же, как в системах постоянного тока, и имеет вид

$$\Phi(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)}. \qquad \text{(VII.75)}$$

По передаточной функции (VII.73) огибающей можно построить частотные логарифмические характеристики и по ним судить об устойчивости системы и качественных показателях ее работы так же, как это делается для систем постоянного тока. Следует только заметить, что процесс построения логарифмических характеристик по выражению (VII.73) более трудоемок по сравнению с построением подобных характеристик для систем постоянного тока (если формула (VII.73) не сводится к произведению передаточных функций типовых звеньев). В противном случае осложнения не возникают и построение ведется просто и быстро.



Фиг. VII.18. Структурная схема замкнутой следящей системы на переменном токе с внутренней обратной связью: *1* и *2* — элементы сравнения.

Метод определения передаточной функции (VII.73) по огибающей может быть распространен и на более общий случай, когда система переменного тока имеет структурную схему, показанную на фиг. VII.18, и отличается от рассмотренной системы (фиг. VII.17) наличием внутренней обратной связи G_3. Все элементы этой системы, включая и петлю внутренней обратной связи, работают на несущей частоте.

На вход элемента сравнения *2* (фиг. VII.18) с выхода устройства G_1 поступает сигнал вида

$$a(t)\sin(\omega_{01}t+\varphi)+b(t)\cos(\omega_{01}t+\varphi).$$

На второй вход этого элемента сравнения из цепи обратной связи с выхода звена G_3 подается сигнал

$$c(t)\sin(\omega_{01}t+\varphi)+d(t)\cos(\omega_{01}t+\varphi).$$

Результат сравнения или входной сигнал устройства G_2 получается равным

$$[a(t)-c(t)]\sin(\omega_{01}t+\varphi)+[b(t)-d(t)]\cos(\omega_{01}t+\varphi). \quad (VII.76)$$

Каждая из составляющих входного сигнала (VII.76) при прохождении через звено G_2 преобразуется в два напряжения, сдвинутых друг относительно друга по фазе несущей частоты на $\frac{\pi}{2}$,

т. е. на выходе звена с передаточной функции $G_2(s)$ по переменному току имеем

$$H(t) = \alpha(t)\sin(\omega_{01}t + \varphi) + \beta(t)\cos(\omega_{01}t + \varphi) + \gamma(t)\cos(\omega_{01}t + \varphi) - \delta(t)\sin(\omega_{01}t + \varphi), \quad \text{(VII.77)}$$

где сигнал

$$\alpha(t)\sin(\omega_{01}t + \varphi) + \beta(t)\cos(\omega_{01}t + \varphi)$$

возникает за счет прохождения составляющей $[a(t) - c(t)] \times \sin(\omega_{01}t + \varphi)$, а сигнал

$$\gamma(t)\cos(\omega_{01}t + \varphi) - \delta(t)\sin(\omega_{01}t + \varphi)$$

— за счет прохождения второй составляющей входного сигнала

$$[b(t) - d(t)]\cos(\omega_{01}t + \varphi).$$

Очевидно, уравнение (VII.77) можно записать в виде

$$H(t) = [\alpha(t) - \delta(t)]\sin(\omega_{01}t + \varphi) + [\beta(t) + \gamma(t)]\cos(\omega_{01}t + \varphi). \quad \text{(VII.78)}$$

Так как $a(t)$, $b(t)$, $c(t)$ и $d(t)$ связаны с передаточными функциями $G_1(s)$ и $G_3(s)$ соотношениями

$$a(t) = L^{-1}\left[\frac{G_1(s + j\omega_{01}) + G(s - j\omega_{01})}{2}\theta(s)\right]; \quad \text{(VII.79)}$$

$$b(t) = L^{-1}\left[\frac{G_1(s + j\omega_{01}) - G(s - j\omega_{01})}{2j}\theta(s)\right]; \quad \text{(VII.80)}$$

$$c(t) = L^{-1}\left[\frac{G_3(s + j\omega_{01}) + G_3(s - j\omega_{01})}{2}\theta_2(s)\right]; \quad \text{(VII.81)}$$

$$d(t) = L^{-1}\left[\frac{G_3(s + j\omega_{01}) - G_3(s - j\omega_{01})}{2j}\theta_2(s)\right], \quad \text{(VII.82)}$$

где $\theta(s)$ — изображение огибающей сигнала ошибки;
$\theta_2(s)$ — изображение выходного сигнала,

то после несложных преобразований можно получить

$$\alpha(t) - \delta(t) = L^{-1}\left[\frac{G_1(s+j\omega_{01})G_2(s+j\omega_{01})+G_1(s-j\omega_{01})G_2(s-j\omega_{01})}{2}\theta(s) - \frac{G_2(s + j\omega_{01})G_3(s + j\omega_{01}) + G_2(s - j\omega_{01})G_3(s - j\omega_{01})}{2}\theta_2(s)\right]; \quad \text{(VII.83)}$$

$$\beta(t) + \gamma(t) = L^{-1}\left[\frac{G_2(s+j\omega_{01})G_1(s+j\omega_{01})-G_2(s-j\omega_{01})G_1(s-j\omega_{01})}{2j}\theta(s) - \frac{G_2(s + j\omega_{01})G_3(s + j\omega_{01}) - G_2(s - j\omega_{01})G_3(s - j\omega_{01})}{2j}\theta_2(s)\right]. \quad \text{(VII.84)}$$

Рассматривая электродвигатель как линейный элемент и применяя принцип суперпозиции для последовательного нахождения его реакции на огибающую $\alpha(t) - \delta(t)$ и на огибающую

$\beta(t) + \gamma(t)$, получим передаточную функцию разомкнутой системы (фиг. VII.18) по огибающей в следующем виде:

$$W(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta(s)} =$$

$$= \frac{\frac{1}{2}\left(G_1^+G_2^+ + G_1^-G_2^-\right)F_0(s;\varphi) + \frac{1}{2j}\left(G_1^+G_2^+ - G_1^-G_2^-\right)F_0\left(s;\varphi+\frac{\pi}{2}\right)}{s(T_{эм}\cdot s+1)+\frac{1}{2}\left(G_2^+G_3^+ + G_2^-G_3^-\right)F_0(s;\varphi)+\frac{1}{2j}\left(G_2^+G_3^+ - G_2^-G_3^-\right)F_0\left(s;\varphi+\frac{\pi}{2}\right)}, \quad \text{(VII.85)}$$

где

$$G_1^+ = G_1(s + j\omega_{01}); \; G_1^- = G_1(s - j\omega_{01});$$

$$G_2^+ = G_2(s + j\omega_{01}); \; G_2^- = G_2(s - j\omega_{01});$$

$$G_3^+ = G_3(s + j\omega_{01}); \; G_3^- = G_3(s - j\omega_{01}).$$

В частном случае, когда передаточная функция звена G_2 есть некоторый постоянный коэффициент усиления k_2 и во внутреннюю цепь обратной связи включен тахогенератор переменного тока, осуществляющий операцию дифференцирования выходного сигнала θ_2, передаточную функцию (VII.85) можно упростить.

Преобразования $G_2(s + j\omega_{01})$ и $G_2(s - j\omega_{01})$ для постоянного коэффициента $G_2(s) = k_2$, который не является функцией параметра s, равны друг другу и постоянному коэффициенту, т. е.

$$G_2(s + j\omega_{01}) = G_2(s - j\omega_{01}) = k_2. \quad \text{(VII.86)}$$

Принимая во внимание, что тахогенератор переменного тока одновременно дифференцирует и модулирует сигнал θ_2 и что эффект дифференцирования заключается в огибающей выходного напряжения, можно в первом приближении считать, что квадратная составляющая на выходе тахогенератора отсутствует. Равенство нулю этой составляющей соответствует

$$G_3(s + j\omega_{01}) = G_3(s - j\omega_{01}) \quad \text{(VII.87)}$$

и

$$\frac{1}{2}\left[G_3(s + j\omega_{01}) + G_3(s - j\omega_{01})\right] = k_3 s. \quad \text{(VII.88)}$$

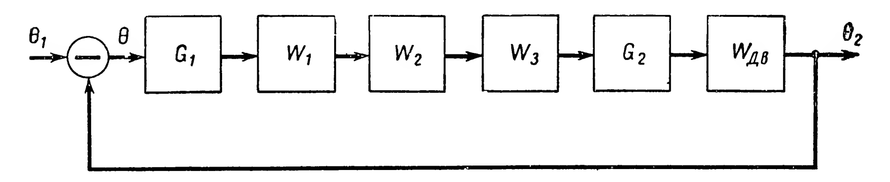
Осуществляя подстановку уравнений (VII.86)—(VII.88) в выражение (VII.85), найдем

$$W(s) = \frac{\frac{1}{2}k_2\left(G_1^+ + G_1^-\right)F_0(s;\varphi) + \frac{1}{2j}k_2\left(G_1^+ - G_1^-\right)F_0\left(s;\varphi+\frac{\pi}{2}\right)}{s(T_{эм}\cdot s+1) + k_2k_3F_0(s;\varphi)}. \quad \text{(VII.89)}$$

Выражение (VII.89) является передаточной функцией разомкнутой следящей системы переменного тока с тахометрической обратной связью, охватывающей электродвигатель и часть усилительного тракта с коэффициентом усиления k_2.

На фиг. VII.19 показана структурная схема замкнутой следящей системы на переменном токе с демодуляцией и модуляцией. Передаточная функция разомкнутой системы может быть составлена на основании следующих соображений.

Элемент сравнения не только вырабатывает сигнал ошибки θ, но и модулирует его. Амплитудно-модулированное напряжение проходит через звено с передаточной функцией $G_1(s)$ и поступает на вход демодулятора W_1. Эту часть прямого тракта



Фиг. VII.19. Структурная схема замкнутой следящей системы на переменном токе с демодуляцией и модуляцией.

системы, как было показано выше, можно охарактеризовать передаточной функцией вида (VII.54) или вида (VII.56) в зависимости от способа фазирования демодулятора. Если демодулятор фазируется по полезному сигналу, который действует на входе управляющего усилителя, то следует пользоваться передаточной функцией по огибающей вида (VII.56). Если демодулятор фазируется с целью устранения смещения нуля в следящей системе, то в рассмотрение нужно вводить передаточную функцию по огибающей вида (VII.54). Полагая, что имеет место первый случай и что коэффициенты передачи измерительного элемента и демодулятора включены в передаточный коэффициент звена G_1, получим передаточную функцию от входа до выхода фазированного демодулятора по огибающей сигнала переменного тока в виде

$$\frac{U_1(s)}{\theta(s)} = \frac{G(s + j\omega_{01}) + G_1(s - j\omega_{01})}{2}, \qquad \text{(VII.90)}$$

где

$U_1(s)$ — изображение огибающей на выходе демодулятора W_1.

После демодулятора включено корректирующее звено W_2 на постоянном токе. Если передаточная функция этого звена есть $W_2(s)$, то передаточная функция от входа системы до выхода элемента W_2 будет

$$\frac{U_2(s)}{\theta(s)} = \frac{G_1(s + j\omega_{01}) + G_1(s - j\omega_{01})}{2} W_2(s). \qquad \text{(VII.91)}$$

Последний участок прямого тракта системы составлен из модулятора W_3, звена G_2, работающего на несущей частоте, и электродвигателя $W_{Дв}$. Относя передаточный коэффициент моду-

лятора к коэффициенту передачи звена G_2, получим передаточную функцию по огибающей для этой части системы в виде уравнения

$$\frac{\theta_2(s)}{U_2(s)} = \frac{\frac{1}{2}\left(G_2^+ + G_2^-\right) F_0(s;\varphi) + \frac{1}{2j}\left(G_2^+ - G_2^-\right) F_0\left(s;\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}{s(T_{эм}s+1)}. \quad \text{(VII.92)}$$

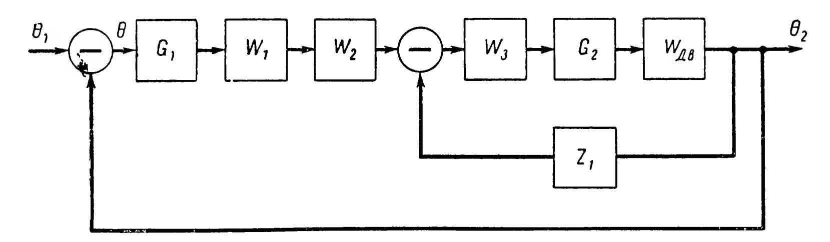
Перемножая уравнения (VII.91) и (VII.92), найдем передаточную функцию разомкнутой системы переменного тока с демодуляцией и модуляцией в середине прямого тракта по огибающей

$$W(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta(s)} =$$

$$= \frac{G_1^+ + G_1^-}{2} \cdot W_2(s) \frac{\frac{1}{2}\left(G_2^+ + G_2^-\right) F_0(s;\varphi) + \frac{1}{2j}\left(G_2^+ - G_2^-\right) F_0\left(s;\varphi + \frac{\pi}{2}\right)}{s(T_{эм}s+1)}. \quad \text{(VII.93)}$$

Формула (VII.93) написана в предположении отсутствия фильтра нижних частот, который обычно включается после демодулятора. В случае, когда необходимо учесть фильтр демодулятора, правую часть уравнения (VII.93) следует умножить на передаточную функцию фильтра.

При наличии внутреннего контура обратной связи на постоянном токе (фиг. VII.20) передаточная функция разомкнутой системы с демодуляцией и модуляцией находится аналогичным



Фиг. VII.20. Структурная схема замкнутой следящей системы на переменном токе с демодуляцией и модуляцией и внутренней обратной связью.

образом. В системе, показанной на фиг. VII.20, обратная связь на постоянном токе осуществляется через звено Z_1 и охватывает ту часть прямого тракта, который состоит из модулятора W_3, элемента G_2, работающего на несущей частоте, и двухфазного электродвигателя $W_{Дв}$. Элементы G_1, W_1 и W_2 выполняют те же функции, что и в предыдущем случае.

Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид

$$W(s) = \frac{G_1^+ + G_1^-}{2} W_2(s) \times$$

$$\times \frac{\frac{1}{2}\left(G_2^+ + G_2^-\right) F_0(s;\varphi) + \frac{1}{2j}\left(G_2^+ - G_2^-\right) F_0\left(s;\varphi+\frac{\pi}{2}\right)}{s(T_{эм}s+1) + \left[\frac{1}{2}\left(G_2^+ + G_2^-\right) F_0(s;\varphi) + \frac{1}{2j}\left(G_2^+ - G_2^-\right) F_0\left(s;\varphi+\frac{\pi}{2}\right)\right] Z_1(s)}, \qquad (VII.94)$$

где

$Z_1(s)$ — передаточная функция цепи обратной связи по постоянному току.

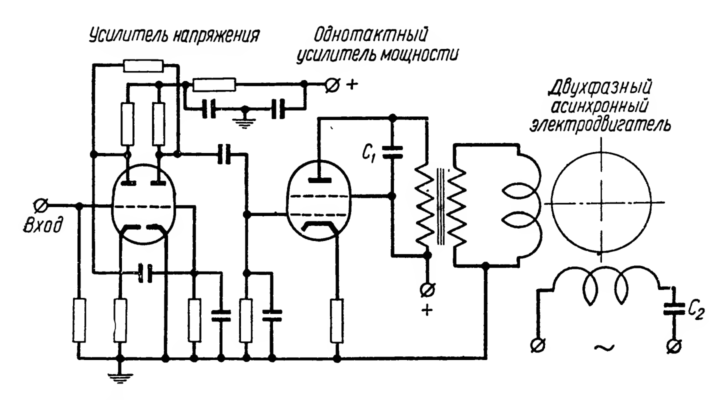
Передаточные функции встречающихся в практике вариантов построения систем автоматического регулирования, когда элемент G_1 после первого измерительного устройства работает на постоянном токе, могут быть определены по выражению (VII.94), если в последнем вместо передаточной функции $\frac{G_1^+ + G_1^-}{2}$ по огибающей поставить в качестве сомножителя обычную передаточную функцию элемента постоянного тока.

7. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ И ФАЗОИНВЕРТОРЫ УПРАВЛЯЮЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Одним из основных требований, предъявляемых к управляющим усилителям следящих систем, является условие обеспечения достаточной мощности для управления исполнительным органом. Поэтому оконечной ступенью усилительного устройства, как правило, является усилитель мощности. В маломощных системах переменного тока усилитель мощности может быть электронным, работающим по однотактной схеме. Для получения относительно большой мощности используют двухтактную схему, а в ряде случаев применяют магнитные усилители, у которых к. п. д. больше, чем у ламповых усилителей.

При проектировании электронных усилителей мощности следует иметь в виду, что электронные лампы должны работать в таком режиме, при котором обеспечивается наиболее эффективное их использование и, следовательно, максимальный к. п. д., что имеет значение с точки зрения экономичности всего устройства. Схема усилителя мощности должна составляться с учетом необходимости согласования выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки. Если усилитель мощности предназначается для управления электродвигателем, обладающим небольшим полным сопротивлением, то для согласования его с усилителем, лампы которого имеют большое внутреннее сопротивление, необходим трансформатор.

В случае, когда усилитель рассчитывается на работу с любой нагрузкой, выходное сопротивление его должно быть небольшим. Усилитель мощности, работающий по однотактной схеме в классе А, создает условия, при которых от входного сигнала не требуется мощность, так как напряжение между управляющей сеткой и катодом всегда остается отрицательным. Трансформаторная связь с нагрузкой не только обеспечивает согласование выхода с сопротивлением нагрузки путем выбора соответствующего коэффициента трансформации, но и устраняет протекание постоянного тока по цепи нагрузки.



Фиг. VII 21. Схема однотактного усилителя мощности с двухкаскадным усилителем напряжения.

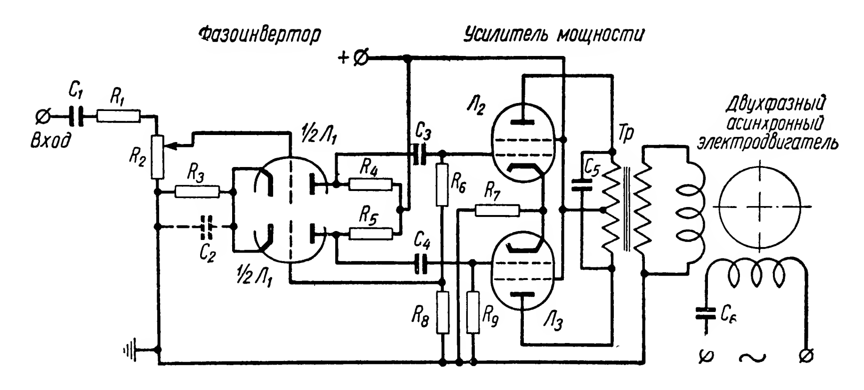
На фиг. VII.21 приведена однотактная схема усилителя мощности, предназначенная для управления двухфазным асинхронным электродвигателем. Включение конденсатора C_1 параллельно первичной обмотке трансформатора позволяет при правильно выбранной величине его емкости настроить цепь в резонанс на частоту переменного тока источника питания. При этом сопротивление нагрузки в анодной цепи лампы становится активным и от лампы можно получить наибольшую мощность. Конденсатор C_2, включенный последовательно с обмоткой возбуждения электродвигателя, необходим для обеспечения фазового сдвига в $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями управляющей обмотки и обмотки возбуждения.

Двухтактный усилитель мощности с трансформаторным выходом обладает рядом преимуществ по сравнению с однотактной схемой и поэтому находит наиболее широкое применение.

В двухтактном усилителе мощности при симметричном выполнении схемы, благодаря равенству токов покоя ламп и одинаковому числу витков в каждой из двух половин первичной обмотки выходного трансформатора, исключается магнитное насыщение в сердечнике трансформатора, которое обычно является

следствием подмагничивающего действия анодного тока ламп. Это позволяет уменьшить габариты выходного трансформатора. Симметричное выполнение плеч двухтактного усилителя обеспечивает отсутствие четных гармоник на выходе и бо́льший, по сравнению с однотактной схемой, к. п. д. при одинаковых нелинейных искажениях. Относительно небольшие нелинейные искажения в двухтактном усилителе позволяют применять режимы усиления классов АВ и В.

Преимуществом двухтактной схемы усиления мощности по сравнению с однотактным усилителем является также и возможность взаимной компенсации пульсаций напряжения источника



Фиг. VII.22. Двухтактный усилитель мощности, возбуждаемый фазоинвертером с анодным делителем.

анодного питания. Входным напряжением двухтактного усилителя мощности являются переменные напряжения на управляющих сетках ламп, одиаковые по амплитуде и сдвинутые по фазе на 180° друг относительно друга. Это обстоятельство при наличии однотактного входа в управляющем усилителе заставляет применять фазоинверторы, которые обычно включаются перед усилителем мощности. В задачу фазоинвертора входит формирование симметричного или двухтактного сигнала при несимметричном входе.

На фиг. VII.22 показана схема двухтактного усилителя мощности, возбуждаемого фазоинвертором с анодным делителем. Несимметричный (относительно потенциала земли) входной сигнал поступает на управляющую сетку первой половины лампы $Л_1$ через конденсатор C_1. Переменное напряжение на этой сетке вызовет переменную составляющую напряжения на аноде, которое будет иметь фазу, отличную от фазы входного сигнала на 180°. Переменная составляющая анодного напряжения первой половины лампы $Л_1$ через конденсатор C_3 подается на управляющую сетку лампы $Л_2$ усилителя мощности. С другой стороны, эта же переменная составляющая через делитель R_6, R_8

подается на управляющую сетку второй половины лампы $Л_1$ фазоинвертора. Вследствие этого на аноде второй половины лампы $Л_1$ возникает переменная составляющая напряжения с фазой входного сигнала. Эта составляющая затем через конденсатор C_4 поступает на управляющую сетку лампы $Л_3$. Таким образом, на сетках ламп усилителя мощности действуют два переменных напряжения, отличающихся друг от друга по фазе на 180°. Путем правильного выбора сопротивлений делителя R_6 и R_8, а также сопротивления R_9 можно добиться того, чтобы амплитуды этих напряжений были равны. Условием симметричного выхода фазоинвертора будут равенства вида

$$\frac{R_6 + R_8}{R_8} = \frac{\mu_1'' \cdot R_{a1}''}{R_{i1}'' + R_{a1}''}; \qquad \text{(VII.95)}$$

$$R_9 = R_6 + R_8, \qquad \text{(VII.96)}$$

где

$R_{a1}'' = \frac{R_5 R_9}{R_5 + R_9}$ — эквивалентное сопротивление анодной нагрузки второй половины лампы $Л_1$ по переменному току;

R_{i1}'' — внутреннее сопротивление лампы $Л_1$;

μ_1'' — коэффициент усиления лампы $Л_1$.

Правая часть равенства (VII.95) определяет коэффициент усиления каскада на второй половине лампы $Л_1$.

Выходное сопротивление каждого каскада на лампе $Л_1$ определяется формулой

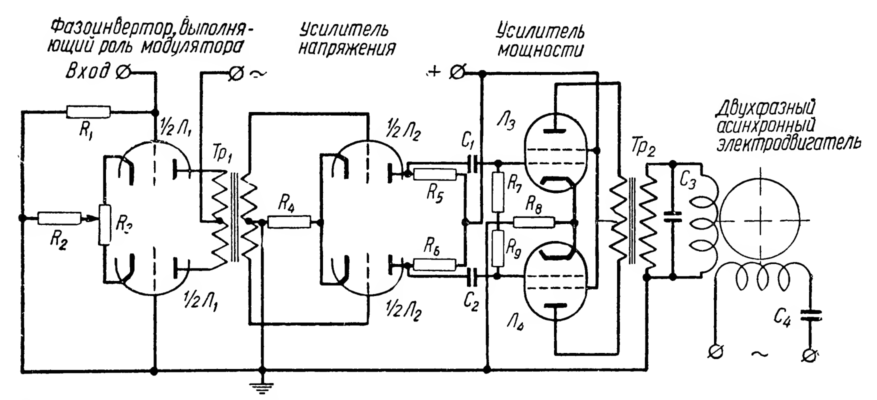
$$R_{вых} = \frac{R_{i1} \cdot R_{a1}}{R_{i1} + R_{a1}}. \qquad \text{(VII.97)}$$

Сопротивление R_3 в цепи катода лампы $Л_1$ не следует шунтировать емкостью C_2, так как в практических условиях, когда характеристики двух половин лампы $Л_1$ не являются идентичными, отсутствие емкости приводит к возникновению отрицательной обратной связи, уравниванию анодных токов и, следовательно, к улучшению симметрии выходного сигнала.

Двухтактный усилитель мощности на тетродах $Л_2$ и $Л_3$ работает в режиме класса А и имеет автоматическое смещение за счет включения в цепь катодов сопротивления R_7. В случае симметричного выполнения плеч усилителя по сопротивлению R_7 протекает результирующий ток, обусловленный суммой постоянных составляющих анодного тока ламп $Л_2$ и $Л_3$ и четных гармоник. Трансформатор *Тр* служит для согласования сопротивления нагрузки с внутренним сопротивлением ламп усилителя. Назначение конденсаторов C_5 и C_6 такое же, как и в схеме, показанной на фиг. VII.21.

На фиг. VII.23 приведена схема двухтактного усилителя мощности (лампы $Л_3$ и $Л_4$), работающего в классе А, с модулятором

(лампа $Л_1$), одновременно выполняющим роль фазоинвертора с катодной связью. Входной сигнал постоянного тока подается на сетку первой половины лампы $Л_1$. Опорное напряжение переменного тока той же частоты, что и частота напряжения питания двухфазного асинхронного электродвигателя, подводится к средней точке первичной обмотки трансформатора $Тр_1$. Если входное напряжение имеет положительную полярность и увеличивает анодный ток в верхней половине лампы $Л_1$, то увеличивающееся падение напряжения на сопротивлении R_2 в цепи катодов лампы приводит к уменьшению анодного тока в нижней



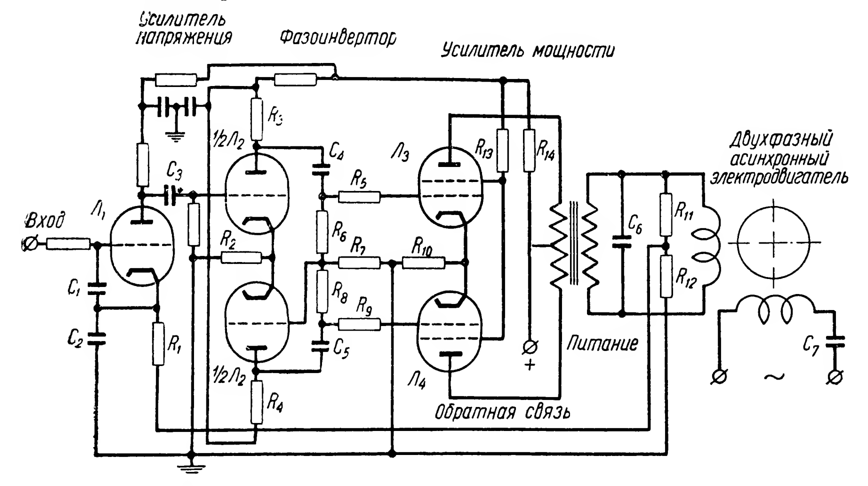
Фиг. VII.23. Схема двухтактного усилителя мощности с модулятором, одновременно выполняющим роль фазоинвертора с катодной связью.

половине лампы $Л_1$. Следовательно, в проводящий полупериод опорного напряжения на первичной обмотке трансформатора $Тр_1$ будут действовать импульсы разной амплитуды. Частота следования импульсов большой и малой амплитуды определяется частотой опорного напряжения, т. е. несущей частотой. Переменное напряжение основной частоты, равной несущей, трансформируется во вторичную цепь трансформатора $Тр_1$. Фаза модулированного выходного сигнала определяется полярностью входного напряжения постоянного тока. Изменение полярности на противоположную вызывает изменение фазы выходного напряжения переменного тока на 180°.

Исходя из принципа действия входного каскада, можно утверждать, что анодный ток в верхней половине лампы $Л_1$, определяемый входным напряжением, будет всегда больше анодного тока нижней половины той же лампы, у которой сетка заземлена. Поэтому для получения симметричного выходного напряжения сопротивление нагрузки в нижней половине лампы $Л_1$ должно быть больше сопротивления нагрузки в верхней половине лампы $Л_1$. Однако в данном случае нагрузкой каскада является трансформатор $Тр_1$ со вторичной обмоткой, у которой имеется средняя точка, вследствие чего выходное напряжение будет сим-

метричным относительно потенциала земли. Переменное сопротивление R_3 в цепи катодов служит для балансировки схемы и установки нуля на выходе при отсутствии сигнала.

Симметричный выходной сигнал со вторичной обмотки трансформатора $Тр_1$ усиливается усилителем напряжения (лампа $Л_2$) и затем подается на управляющие сетки ламп $Л_3$ и $Л_4$ усилителя мощности, схема которого ничем не отличается от схемы, показанной на фиг. VII.22.



Фиг. VII.24. Схема двухтактного усилителя мощности с парафазным фазоинвертором.

В практике построения схем управляющих усилителей для согласования двухтактного входа усилителя мощности с несимметричным входным сигналом находят применение парафазные фазоинверторы, которые дают возможность получить относительно хорошую стабильность работы.

На фиг. VII.24 приводится схема усилителя мощности с парафазным фазоинвертором. Несимметричный выходной сигнал переменного тока подается на управляющую сетку триода $Л_1$ усилителя напряжения, усиливается и затем поступает через конденсатор C_3 на вход парафазного фазоинвертора. Переменная составляющая анодного напряжения верхней половины лампы $Л_2$, находящаяся в противофазе с сеточным напряжением, через конденсатор C_4 и сопротивление R_6 подается на управляющую сетку нижней половины триода $Л_2$. Появляющаяся при этом переменная составляющая анодного напряжения нижней половины лампы будет противоположна по фазе переменному напряжению анода верхней половины лампы $Л_2$.

Согласно схеме анодная и сеточная цепи нижней половины триода $Л_2$ связаны между собой через конденсатор C_5 и сопротивление R_8. Следовательно, по сопротивлению R_7 будут проте-

кать два тока, один из которых обусловлен переменной составляющей анодного напряжения входной половины лампы $Л_2$, а второй — переменной составляющей анодного напряжения нижней половины триода. Результирующий ток и, следовательно, результирующее падение напряжения на сопротивлении R_7 должны обеспечить такое изменение потенциала второй управляющей сетки $Л_2$, при котором два выходных напряжения, снимаемые с сопротивлений R_6 и R_8, были бы равны по амплитуде и противоположны по фазе. Это может быть при условии, когда амплитуда напряжения на первой управляющей сетке (входной) лампы $Л_2$ равна амплитуде напряжения на второй управляющей сетке лампы $Л_2$ при взаимно противоположных фазах. Для этого, в свою очередь, необходимо, чтобы из двух токов, протекающих по сопротивлению R_7, был преобладающим ток, обусловленный изменением потенциала анода верхней половины лампы $Л_2$, что может быть в том случае, если сопротивление R_6 немного меньше сопротивления R_8. Выражение, которое является условием симметричного выхода, имеет вид

$$R_6 = \frac{R_8 R_7 (K-1)}{R_8 + R_7 (K-1)}, \qquad \text{(VII.98)}$$

где параметр K характеризует коэффициент усиления схемы фазоинвертора и может быть определен через сопротивление нагрузки и параметры лампы $Л_2$ (коэффициент усиления лампы μ и внутреннее сопротивление R_i) по эквивалентной схеме.

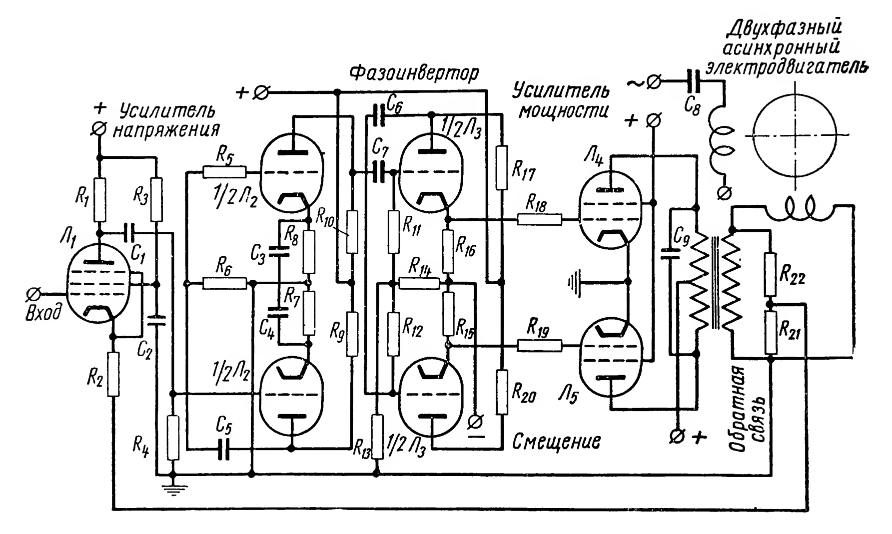
Рассмотренная схема фазоинвертора является самобалансирующейся, вследствие чего изменение режима работы одной из половин лампы $Л_2$ не вызывает нарушения баланса. Благодаря наличию обратной связи, которая охватывает вторую половину лампы, удается получить хорошую симметрию выхода. При различных по величине сопротивлениях нагрузки R_3 и R_4 сопротивление в цепи катода R_2 лучше зашунтировать емкостью.

Двухтактный усилитель мощности схемы, показанной на фиг. VII.24, такой же, как и в предыдущем случае.

Описываемая схема имеет обратную связь, которая охватывает все три каскада усилителя и осуществлена с помощью делителя напряжения R_{11}, R_{12}, включенного на выход трансформатора усилителя мощности. Обратная связь помогает уменьшить влияние изменения параметров усилителя в прямой цепи на характеристики усилителя.

Примером двухтактного усилителя мощности, работающего в режиме класса АВ, с фазоинвертором, имеющим катодный выход, может служить схема управляющего усилителя, показанная на фиг. VII.25. Сигнал ошибки переменного тока, несимметричный относительно потенциала земли, проходит через три каскада усилителя напряжения и усиливается по амплитуде. Первый каскад усилителя напряжения собран на пентоде $Л_1$, второй и третий каскады — на двойном триоде $Л_2$.

Выходное напряжение верхней половины лампы $Л_2$ (третий каскад усилителя напряжения) через конденсатор C_7 подается на управляющую сетку первой половины триода $Л_3$ фазоинвертора. Так как переменная составляющая анода и напряжение на сетке всегда находятся в противофазе, то напряжение на управляющей сетке второй половины триода $Л_3$, снимаемое через конденсатор C_6 с анода первой половины лампы $Л_3$, будет иметь



Фиг. VII.25. Схема управляющего усилителя с двухтактным усилителем мощности и фазоинвертором **с катодным выходом.**

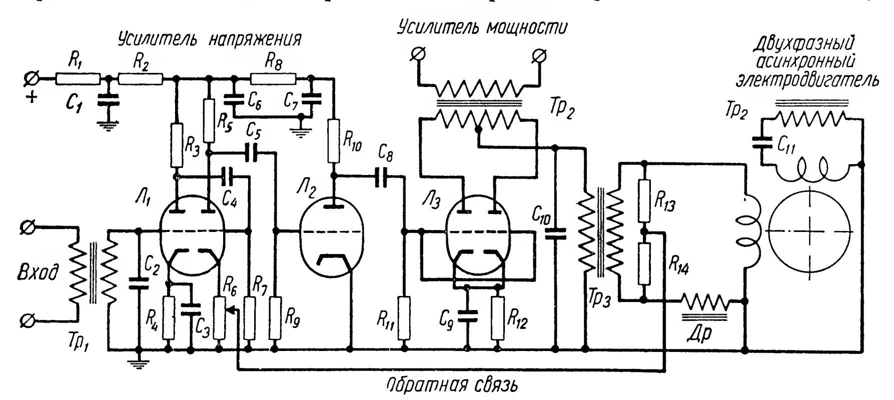
фазу, отличную от фазы напряжения управляющей сетки входной половины триода $Л_3$ на 180°. Противоположные по фазе сеточные напряжения вызывают появление переменных составляющих анодных токов, также противоположных по фазе. Это позволяет снять с сопротивлений R_{15} и R_{16}, которые включены в катодные цепи фазоинвертора, два переменных напряжения, одинаковых по амплитуде и отличающихся друг от друга по фазе на 180°, что необходимо для возбуждения двухтактного усилителя мощности.

Для обеспечения отрицательного смещения на сетках фазоинвертора, а также для обеспечения режима работы ламп $Л_4$ и $Л_5$ усилителя мощности в классе АВ предусмотрен источник смещающего напряжения, минус которого соединяется с общей точкой сопротивлений R_{14}, R_{15} и R_{16}. Использование режима работы класса АВ позволяет увеличить выходную мощность двухтактного усилителя, а также его к. п. д. за счет повышения напряжения источника анодного питания и увеличенной амплитуды переменной составляющей анодного напряжения. По сравнению с классом А режим работы в классе АВ в двухтактном усилителе

мощности характеризуется возрастанием нелинейных искажений, так как импульс анодного тока имеет отсечку, в соответствии с которой мгновенный анодный ток в каждой лампе равен нулю в течение некоторой части периода.

Делитель напряжения R_{21}, R_{22}, подключенный ко вторичной обмотке выходного трансформатора, согласующего сопротивление нагрузки с внутренним сопротивлением ламп, предназначен для образования отрицательной обратной связи, повышающей стабильность характеристик управляющего усилителя.

С целью упрощения конструкции и схемы в практике часто применяются такие варианты построения усилителя мощности,



Фиг. VII.26. Схема управляющего усилителя мощности, в котором питание анодных цепей осуществляется от источника напряжения переменного тока.

в которых питание анодных цепей осуществляется от источника напряжения переменного тока. Такая схема приведена на фиг. VII.26.

Схема состоит из трех каскадов усилителя напряжения (двойной триод $Л_1$ и триод $Л_2$), собранного по обычной схеме усилителя на сопротивлениях, и усилителя мощности (двойной триод $Л_3$) с питанием анодной цепи от источника напряжения переменного тока через трансформатор $Тр_2$ и нагрузкой в виде двухфазного асинхронного электродвигателя, обмотка управления которого через дроссель *Др* подключена ко вторичной обмотке выходного трансформатора $Тр_3$. Так как аноды лампы $Л_3$ присоединены к двум концам вторичной обмотки трансформатора $Тр_2$ и напряжения на анодах вследствие этого находятся в противофазе, то усилитель мощности при отсутствии напряжения сигнала ошибки будет работать в режиме двухполупериодного выпрямителя.

В течение времени действия положительной полуволны питающего напряжения проводит одна из половин двойного триода $Л_3$, а вторая заперта. Во время отрицательного полупериода начинает проводить вторая половина триода, а первая запирает-

ся. По первичной обмотке выходного трансформатора $Тр_3$, которая включена между средней точкой вторичной обмотки питающего трансформатора $Тр_2$ и землей (корпусом), будет протекать пульсирующий ток, содержащий постоянную составляющую и переменную составляющую двойной частоты относительно источника питания. Переменная составляющая, трансформированная во вторичную цепь выходного трансформатора $Тр_3$, не вызывает появления вращающего момента на электродвигателе. В случае появления напряжения сигнала ошибки переменного тока на управляющих сетках $Л_3$, соединенных параллельно, баланс схемы нарушается и усилитель мощности будет работать в режиме однополупериодного выпрямителя.

Если для одной из половин триода $Л_3$ питающее напряжение и напряжение на сетке совпадают по фазе, то в положительный полупериод напряжения питания, когда эта половина триода проводит, импульс анодного тока увеличивается по амплитуде. Для второй половины триода $Л_3$ напряжение питания и напряжение сигнала ошибки на сетке сдвинуты по фазе друг относительно друга на 180°. Следовательно, в те моменты времени, когда вторая половина триода проводит, импульс тока в анодной цепи этой половины уменьшается по амплитуде.

Вследствие указанной работы лампы $Л_3$ по первичной обмотке трансформатора $Тр_3$ будет протекать пульсирующий ток в виде импульсов большой и малой амплитуды. Причем порядок следования больших и малых импульсов определяется порядком следования положительных и отрицательных полуволн напряжения питания. Пульсирующий ток в случае сигнала ошибки, не равного нулю, содержит переменную составляющую основной частоты, т. е. частоты источника питания. Трансформированная переменная составляющая основной частоты вызывает появление вращающего момента на двухфазном электродвигателе.

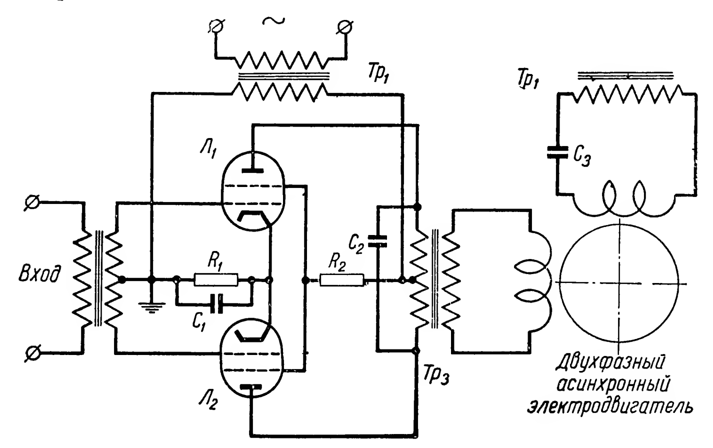
Изменение фазы сигнала ошибки на 180° не изменяет принципа действия схемы, но изменяет порядок следования импульсов анодного тока, так как условия работы двух половин лампы $Л_3$ изменились на противоположные. В этом случае переменная составляющая основной частоты в пульсирующем анодном токе имеет фазу, отличную от фазы предыдущего случая на 180°, что необходимо для осуществления реверса электродвигателя.

В цепи катодов триода $Л_3$ сопротивление R_{12}, заблокированное конденсатором C_9, выполняет функции автоматического смещения.

Назначение конденсаторов C_{10} и C_{11} такое же, как и в предыдущих схемах.

В схеме управляющего усилителя (фиг. VII.26) предусмотрена отрицательная обратная связь, образованная с помощью моста, состоящего из активных сопротивлений R_{13} и R_{14}, дросселя $Др$ и обмотки управления двухфазного электродвигателя,

а также сопротивления R_6 в цепи катода второго каскада усилителя напряжения. Как показывает схема, в одно из плеч моста включена обмотка управления двухфазного электродвигателя; к одной из диагоналей подводится напряжение со вторичной обмотки выходного трансформатора $Тр_3$, а со второй диагонали снимается напряжение цепи обратной связи. При соответствующей балансировке моста можно получить напряжение цепи обратной связи, пропорциональное скорости вращения якоря электродвигателя.



Фиг. VII.27. Двухтактный усилитель мощности с питанием анодной цепи от источника напряжения переменного тока.

Мостовое включение электродвигателя, так же как и в системах постоянного тока, применяется в тех случаях, когда необходимо осуществить скоростную обратную связь, не прибегая к использованию тахогенератора, который увеличивает приведенный момент инерции, и поэтому не всегда оказывается удобным.

Рассмотренная схема управляющего усилителя может быть применена для построения системы измерения э. д. с. термопары компенсационным методом.

В следящих системах переменного тока находят применение усилители мощности с питанием от источника напряжения переменного тока при непосредственном включении нагрузки в анодную цепь, а также варианты, в которых переменное напряжение источника питания на анодах ламп имеет одну и ту же фазу, а переменные напряжения сигнала ошибки на управляющих сетках находятся в противофазе. В последнем случае схема двухтактного усилителя мощности имеет вид, показанный на фиг. VII.27.

Согласно схеме, лампы $Л_1$ и $Л_2$ усилителя мощности работают одновременно и только в положительный полупериод пи-

тающего напряжения. Если сигнал ошибки равен нулю, то анодные токи ламп при условии симметрии схемы равны друг другу. Так как они протекают по первичной обмотке выходного трансформатора $Тр_3$ встречно, то магнитные поля, обусловленные ими, взаимно уничтожаются и выходное напряжение равно нулю. Сигнал ошибки, не равный нулю, проходя через трансформатор $Тр_2$, вызывает изменение потенциалов управляющих сеток ламп $Л_1$ и $Л_2$ с фазовым сдвигом в 180°. Увеличение потенциала управляющей сетки лампы $Л_1$ сопровождается аналогичным уменьшением потенциала сетки лампы $Л_2$. В соответствии с этим анодный ток в одной из ламп растет, в другой — падает. На выходе схемы появляется переменное напряжение той же частоты, что и частота напряжения сигнала ошибки.

Усилитель работает с автоматическим смещением, обусловленным сопротивлением R_1, заблокированным конденсатором C_1. Трансформатор $Тр_1$ служит для подвода питания к анодным цепям ламп. Одна из вторичных обмоток его служит для подвода напряжения к обмотке возбуждения двухфазного асинхронного электродвигателя через конденсатор C_3, обеспечивающий фазовый сдвиг в 90° между напряжениями управляющей обмотки и обмотки возбуждения. Конденсатор C_2, так же как и в ранее рассмотренных схемах, дает возможность снять с ламп наибольшую мощность.

8. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

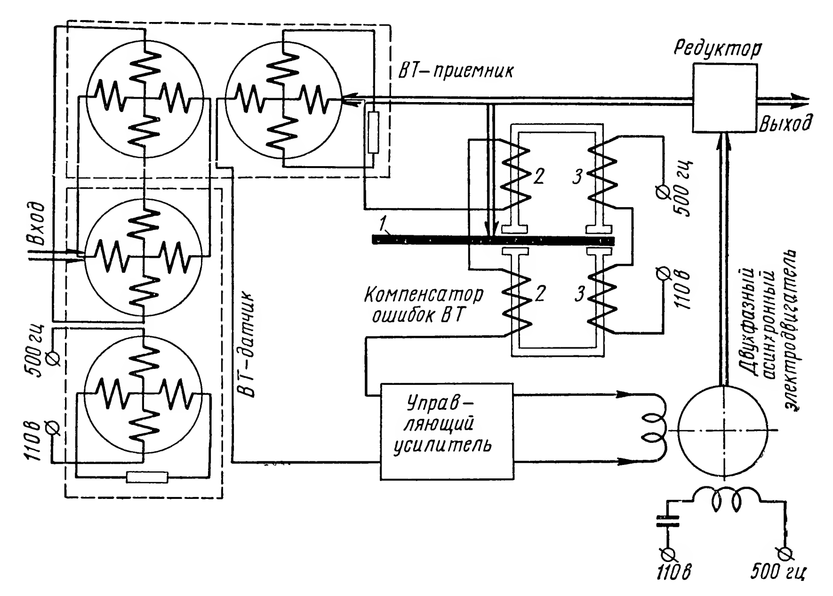
Выше упоминалось, что промежуточная демодуляция и модуляция сигнала ошибки применяется в системах переменного тока для устранения нелинейных свойств системы по огибающей, устранения квадратурной составляющей, а также для осуществления возможности коррекции динамических характеристик системы обычными корректирующими устройствами постоянного тока, не подверженными влиянию изменения несущей частоты.

Примером такой следящей системы переменного тока может служить структурная схема (фиг. VII.28) с управляющим усилителем, схема которого показана на фиг. VII.29. Измерительным элементом в указанной системе являются вращающиеся трансформаторы ВТ с неограниченным углом поворота типа И6.713.049 и И6.713.050, с помощью которых можно измерить механическую величину в виде угла рассогласования между входным и выходным валами и преобразовать ее в электрическую величину в виде модулированного по амплитуде напряжения переменного тока. Сигнал ошибки, снимаемый с выхода вращающегося трансформатора-приемника, снабженного компенсатором ошибок, подается на управляющий электронно-магнитный усилитель с промежуточной демодуляцией и модуляцией и затем на обмотку управления двухфазного асинхронного электродвигателя, который через редуктор имеет механическую связь с

одной стороны с нагрузкой, с другой — по цепи обратной связи — с ротором вращающегося трансформатора-приемника.

Следящая система работает на несущей частоте 500 *гц*.

Вращающиеся трансформаторы обладают высокой точностью и вследствие этого позволяют создавать односкоростные следящие системы.



Фиг. VII.28. Структурная схема системы переменного тока с вращающимися трансформаторами в качестве устройства, измеряющего рассогласование.

Для получения высокой точности работы системы вращающиеся трансформаторы в некоторых случаях снабжаются компенсатором ошибок, принцип действия которого заключается в следующем. Если вращающийся трансформатор ВТ имеет погрешность во вторичной э. д. с. различной величины в зависимости от угла поворота ротора, то эта погрешность может быть скомпенсирована компенсатором ошибок, вырабатывающим э. д. с., графическое изображение которой является зеркальным отображением кривой, характеризующей ошибку *ВТ* при изменении угла поворота ротора.

Компенсатор ошибок в конструктивном отношении представляет собой магнитную систему из двух сердечников, между которыми вращается диск *1* (фиг. VII.28) с радиальными разрезами, образующими секторы. На сердечниках располагаются две последовательно соединенные обмотки возбуждения *2* и две компенсационные обмотки *3*, включенные встречно. К обмоткам возбуждения подводится напряжение переменного тока той же частоты, что и к ВТ. Благодаря встречному включению компенса-

ционных обмоток в последних будут наводиться две э. д. с., отличающиеся друг от друга по фазе на 180°. При равенстве амплитуд наведенных э. д. с. выходное напряжение, снимаемое с компенсационных обмоток, будет равно нулю. Осуществляя различный изгиб секторов к первому или второму сердечнику в соответствии с характером изменения ошибки ВТ можно получить различные зазоры между секторами и сердечниками и, следовательно, разные по амплитуде э. д. с. в компенсационных обмотках. Поэтому выходное напряжение компенсатора в этом случае, равное разности наведенных э. д. с., будет иметь величину и фазу, зависящие от величины зазора и направления изгиба сектора диска.

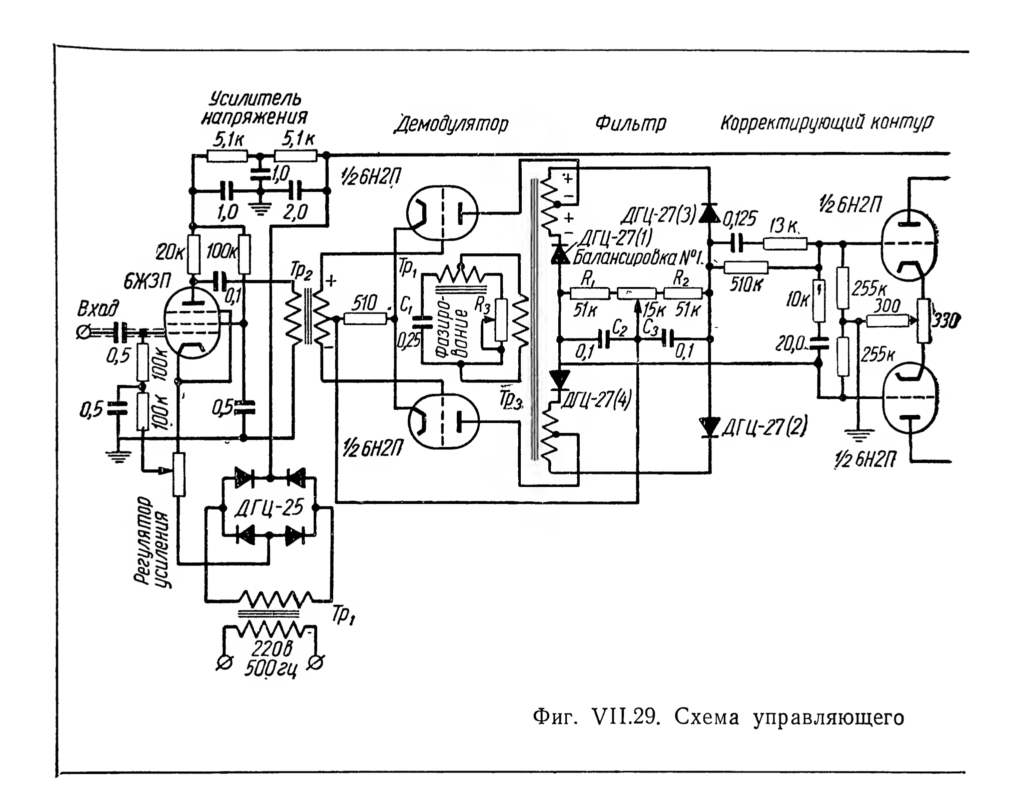
Диск компенсатора ошибок обычно имеет механическую связь с ротором вращающегося трансформатора. Для синусно-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ) передаточное отношение между ротором и диском берут равным единице. Компенсационные обмотки и выход вращающегося трансформатора образуют последовательную цепь, в которой э. д. с., характеризующая погрешность ВТ, и выходная э. д. с. компенсатора противоположны по фазе и, следовательно, взаимно компенсируются.

Следует отметить, что применение компенсатора ошибок усложняет схему следящей системы и оправдывается в тех случаях, когда необходимо получить высокую точность работы системы.

Управляющий усилитель представляет собой сочетание электронного и магнитного усилителей. Первый состоит из усилителя напряжения переменного тока на пентоде 6Ж3П, демодулятора на двойном триоде 6Н2П и усилителя напряжения постоянного тока на двойном триоде 6Н2П. Магнитный усилитель, являющийся оконечным каскадом, выполняет функции усилителя мощности и модулятора. В части усилительного тракта, где сигнал усиливается на постоянном токе, включен пассивный интегро-дифференцирующий контур, предназначенный для коррекции динамических характеристик системы.

Усилитель напряжения переменного тока собран по схеме с реостатно-трансформаторной связью. В отличие от обычных схем в данной схеме устраняется подмагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей анодного тока за счет включения между анодом лампы и первичной обмоткой выходного трансформатора Tp_2 разделительной емкости. Отсутствие подмагничивания позволяет уменьшить габариты трансформатора.

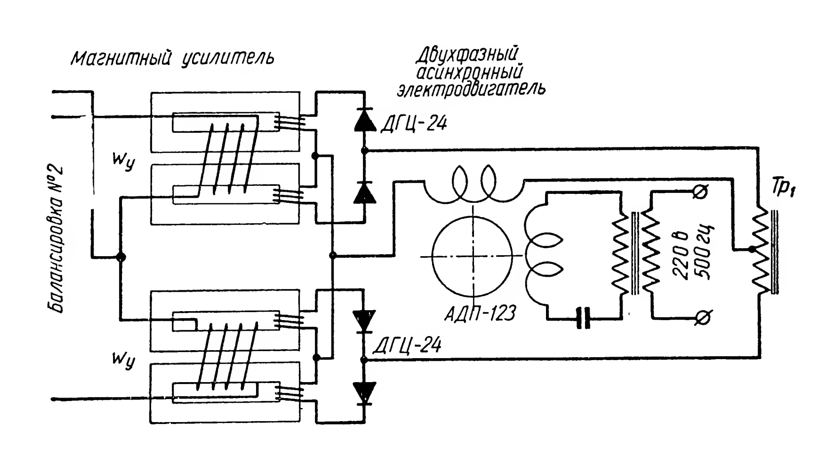
Симметричный сигнал ошибки переменного тока снимается со вторичной обмотки трансформатора Tp_2 и подается на управляющие сетки двух половин триода 6Н2П демодулятора. Опорное напряжение несущей частоты подключается к анодам лампы через трансформатор Tp_3. В положительные полупериоды опор-



Фиг. VII.29. Схема управляющего

ного напряжения и напряжения сигнала ошибки, которые соответствуют знакам, указанным на схеме (фиг. VII.29), открыты обе половины лампы демодулятора. Анодный ток верхней половины триода благодаря более высокому потенциалу управляющей сетки имеет бóльшую величину по сравнению с анодным током нижней половины триода. Цепь большего анодного тока замыкается через сопротивление R_1 и диод *ДГЦ-27*, обозначенный на схеме цифрой (*1*). Цепь анодного тока меньшей величины включает в себя сопротивление R_2 и диод *ДГЦ-27* (*2*). При наступлении отрицательного полупериода опорного напряжения и напряжения сигнала ошибки указанные на схеме знаки (+ и —) следует изменить на противоположные. В этом случае лампы по-прежнему проводят, но теперь для верхней половины триода анодное напряжение и напряжение на управляющей сетке находятся в противофазе, а для нижней — совпадают по фазе, вследствие чего анодный ток первой половины триода меньше анодного тока второй половины.

В отрицательный полупериод опорного напряжения анодная цепь верхней лампы замыкается через сопротивление R_2 и диод *ДГЦ-27* (*3*), а нижней — через сопротивление R_1 и диод



электронно-магнитного усилителя.

ДГЦ-27 (*4*). Таким образом, каждая половина лампы демодулятора с помощью диодов работает в течение двух полупериодов опорного напряжения, поочередно (в соответствии с порядком следования полупериодов) переключаясь с одного сопротивления нагрузки на другое. В результате с выхода демодулятора с сопротивлений R_1 и R_2 снимается постоянное напряжение, равное разности падений напряжения на сопротивлении R_1 и на сопротивлении R_2, по величине пропорциональное амплитуде переменного напряжения сигнала ошибки и по полярности, определяемое фазой напряжения сигнала ошибки. Полярность выходного напряжения демодулятора изменяется на противоположную при изменении фазы входного напряжения демодулятора на 180°.

Схема подвода опорного напряжения к демодулятору позволяет осуществлять фазирование демодулятора, смысл которого, как было указано выше, заключается в создании условий для подавления квадратурной составляющей, вызывающей смещение нуля, путем установления фазы опорного напряжения демодулятора, отличающейся на $\frac{\pi}{2}$ от фазы квадратурной составляющей на входе преобразователя. Установка нужной фазы опор-

ного напряжения осуществляется с помощью фазовращающей цепи, составленной из емкости C_1, переменного активного сопротивления R_3 и одной из вторичных обмоток трансформатора питания Tp_1. Указанная цепь представляет собой мостовую схему, к одной диагонали которой подводится напряжение переменного тока несущей частоты, а с другой снимается выходное напряжение, которое при изменении величины переменного сопротивления R_3 не изменяет своей амплитуды, но изменяет фазу. Выходное напряжение фазосдвигающего моста подается на первичную обмотку трансформатора Tp_3.

Балансировка № 1, предусмотренная в схеме демодулятора, позволяет осуществлять балансировку преобразователя, устанавливая нуль на выходе при нулевом входном напряжении.

Для подавления квадратурной составляющей, присутствующей на выходе демодулятора в виде гармоник, в рассматриваемой схеме предусмотрен фильтр низких частот, составленный из элементов R_1, R_2, C_2 и C_3 с учетом внутреннего сопротивления лампы 6Н2П. Фильтр нижних частот, обладающий постоянной времени $T = 0{,}0027$ *сек*, обеспечивает значительное ослабление гармоник квадратурной составляющей на выходе демодулятора при незначительном влиянии на фазочастотную характеристику системы в области низких и средних частот.

С фильтра низких частот сигнал ошибки постоянного тока подается на пассивный интегро-дифференцирующий контур, с помощью которого обеспечивается стабильная работа следящей системы с нужными показателями качества переходного процесса. Применение интегро-дифференцирующей корректирующей цепи вызвано необходимостью обеспечения желаемого вида логарифмической амплитудно-частотной характеристики разомкнутой следящей системы во всем диапазоне тех частот, которые являются существенными для формирования переходного процесса. Интегро-дифференцирующие контуры, совмещая в себе достоинства обычных дифференцирующих и интегрирующих пассивных цепей постоянного тока, позволяют вводить опережение по фазе, необходимое для увеличения частоты среза, без снижения запаса устойчивости. Оказывая влияние на область низких частот, интегро-дифференцирующие контуры создают условия для увеличения добротности следящей системы по скорости, что имеет большое значение с точки зрения уменьшения скоростной ошибки в установившемся режиме.

Двухтактный магнитный усилитель с внутренней обратной связью служит для управления двухфазным асинхронным электродвигателем АДП-123.

Магнитный усилитель имеет выход на несущей частоте и состоит из двух однотактных усилителей, включенных по дифференциальной схеме. Обмотки управления w_y включены в анодные цепи лампы 6Н2П, на вход которой подается симметричный сигнал постоянного тока. Подвод анодного питания осуществ-

ляется через среднюю точку двух обмоток управления w_y магнитного усилителя, что обеспечивает при увеличении (уменьшении) тока в одной из обмоток аналогичное уменьшение (увеличение) тока в другой обмотке.

При отсутствии сигнала на сетках триода 6Н2П через управляющие обмотки магнитного усилителя протекают равные токи. Вследствие этого, а также дифференциального включения однотактных магнитных усилителей, результирующий ток в обмотке управления двухфазного электродвигателя равен нулю. Если напряжение сигнала ошибки отлично от нуля, то токи в управляющих обмотках магнитного усилителя не равны друг другу. Не равен нулю и результирующий ток в обмотке управления электродвигателя, при этом фаза его определяется полярностью постоянного напряжения сигнала ошибки на сетках триода 6Н2П. Изменение полярности на противоположную вызывает изменение фазы этого тока на 180° и реверсирование электродвигателя.

Балансировка № 2, предусмотренная в цепи катодов лампы 6Н2П, позволяет устранить возможную асимметрию в схеме при отсутствии входного напряжения.

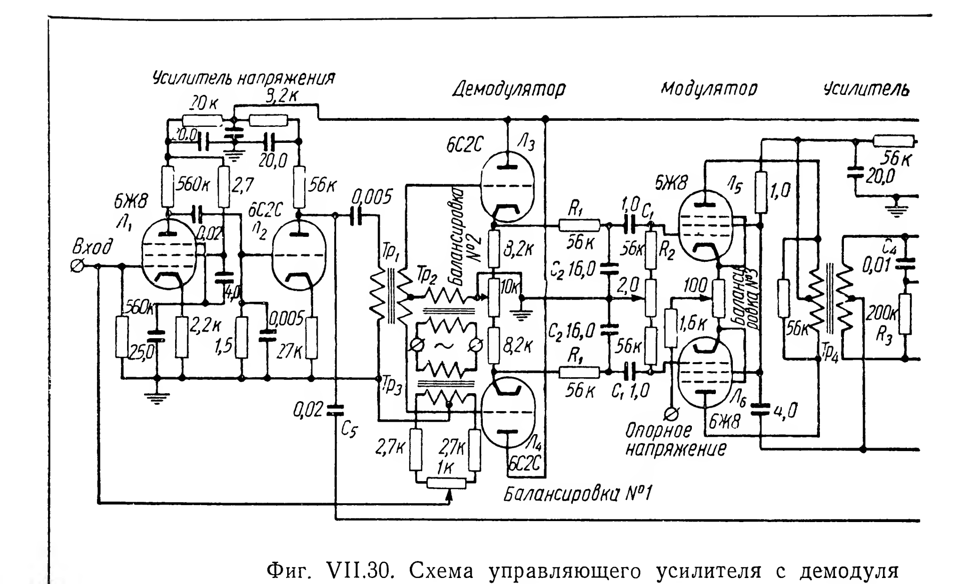
Так как входной сигнал магнитного усилителя представлен напряжением постоянного тока, а выходной сигнал характеризуется напряжением переменного тока, у которого амплитуда изменяется в соответствии с законом изменения входного сигнала, то магнитный усилитель, управляющий работой двухфазного электродвигателя, одновременно с усилением сигнала ошибки по мощности осуществляет и модулирование его, т. е. выполняет функции модулятора.

Емкость, включенная последовательно с обмоткой возбуждения двухфазного электродвигателя, служит для установления фазового сдвига в $\frac{\pi}{2}$ между токами в обмотках управления и возбуждения.

Схема управляющего усилителя (фиг. VII.29) предусматривает возможность изменения коэффициента усиления с помощью переменного сопротивления в цепи управляющей сетки входного каскада.

Другим примером следящей системы с управляющим усилителем, содержащим в середине тракта демодулятор и модулятор, может служить схема, показанная на фиг. VII.30 [4].

Сигнал ошибки переменного тока, получаемый от дифференциального трансформатора, подается на вход усилителя напряжения, на управляющую сетку пентода $Л_1$. Усилитель напряжения переменного тока состоит из двух каскадов с реостатно-емкостной связью между первым ($Л_1$) и вторым ($Л_2$) каскадами. Для уменьшения колебания потенциала экранной сетки пентода под влиянием переменной составляющей гасящее сопротивление в цепи экранной сетки заблокировано емкостью на катод. По переменному току на частоте усиливаемых сигналов

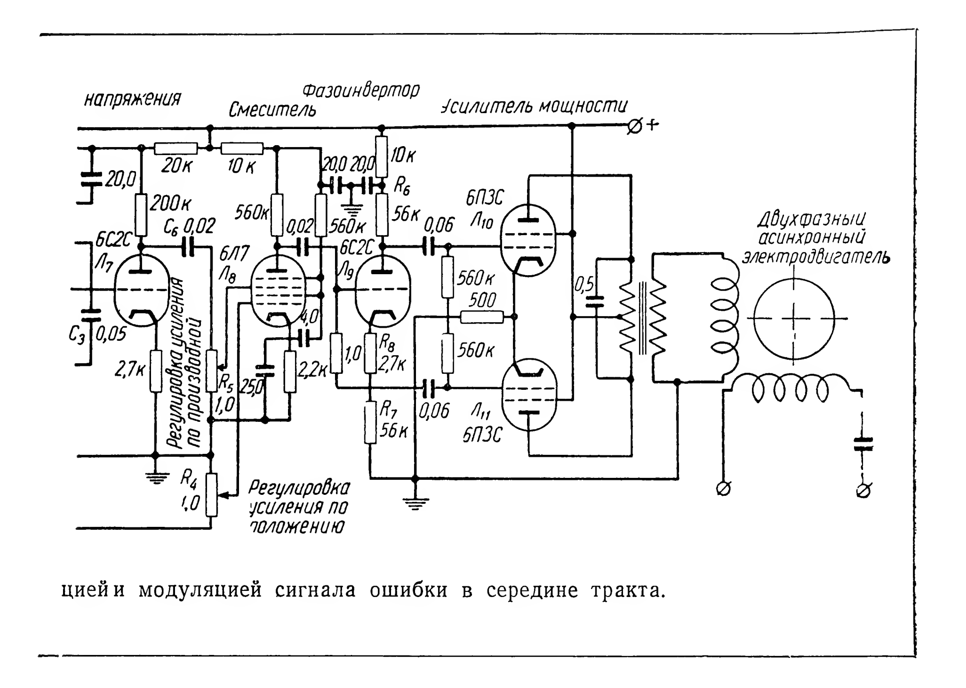


Фиг. VII.30. Схема управляющего усилителя с демодуля

потенциал экранной сетки будет приблизительно равен потенциалу катода, который благодаря большой емкости, шунтирующей катодное сопротивление, будет практически определяться только лишь постоянной составляющей анодного тока.

Усиленный по амплитуде сигнал ошибки через трансформатор $Тр_1$ поступает на вход демодулятора ($Л_3$, $Л_4$). Между вторым каскадом усилителя напряжения и демодулятором осуществлена реостатно-трансформаторная связь с целью получения двухтактной схемы входа демодулятора и устранения подмагничивания трансформатора $Тр_1$ постоянной составляющей анодного тока лампы $Л_2$.

Подача опорного напряжения в схему демодулятора осуществляется через трансформатор $Тр_2$ в цепь управляющих сеток двух катодных повторителей $Л_3$ и $Л_4$, работающих по двухтактной схеме вблизи отсечки. Так как опорное напряжение совпадает по фазе с напряжением сигнала ошибки на сетке одной из ламп и находится в противофазе с напряжением сигнала ошибки на сетке другой лампы, то в положительный полупериод опорного напряжения, когда открыты обе лампы демодулятора, постоянная составляющая анодного тока лампы с более высоким потенциалом управляющей сетки будет больше постоянной составляющей анодного тока лампы с пониженным потенциалом управляющей сетки. В результате с сопротивлений в цепи катодов ламп снимается постоянное напряжение, величина которого



цией и модуляцией сигнала ошибки в середине тракта.

пропорциональна амплитуде напряжения сигнала ошибки, а полярность определяется фазой переменного напряжения сигнала ошибки. Смена фазы сигнала ошибки вызывает изменение полярности выходного напряжения на противоположное.

Балансировка № 2, предусмотренная в схеме демодулятора, позволяет устранять нарушение баланса в схеме, вызванное разбросом параметров отдельных элементов преобразователя.

Схема демодулятора позволяет осуществить фазирование для устранения смещения нуля под действием квадратурной составляющей остаточного напряжения измерительного элемента на входе управляющего усилителя. Фазирование выполняется с помощью подбора нужной величины емкости, через которую переменная составляющая анодного напряжения триода $Л_2$ подается на первичную обмотку трансформатора связи $Тр_1$. Величина указанной емкости подбирается с тем расчетом, чтобы опорное напряжение было сдвинуто по фазе на $\frac{\pi}{2}$ относительно квадратурной помехи на вторичной обмотке трансформатора $Тр_1$. Синфазная составляющая остаточного напряжения может быть скомпенсирована балансировкой № 1, которая является мостовой схемой, составленной из вторичной обмотки со средней точкой трансформатора $Тр_3$ и трех активных сопротивлений, из числа которых одно является переменным. Компенсирующее напряжение переменного тока той же частоты, что и напряжение

синфазной составляющей, снимается со средней точки вторичной обмотки $Тр_3$ и движка потенциометра и подается на вход усилителя напряжения.

Между демодулятором ($Л_3$, $Л_4$) и модулятором на пентодах $Л_5$ и $Л_6$ включены фильтр нижних частот (R_1, C_2) и пассивное корректирующее устройство на постоянном токе в виде дифференцирующего контура R_2C_1. Фильтр нижних частот подавляет квадратурную помеху, присутствующую на выходе демодулятора в виде гармоник несущей частоты. Дифференцирующий контур образует производную сигнала ошибки, соответствующую производной огибающей.

Таким образом, на входе модулятора, на управляющих сетках пентодов $Л_5$ и $Л_6$ действует напряжение постоянного тока, пропорциональное только производной сигнала ошибки. Однако, как будет показано ниже, в схеме предусматривается введение в закон управления не только производной от рассогласования, но и напряжения, пропорционального самому рассогласованию.

Особенностью модулятора является то, что анодное питание осуществляется напряжением постоянного тока, которое подводится через среднюю точку первичной обмотки выходного трансформатора $Тр_4$. Опорное напряжение несущей частоты подается на катоды пентодов. Амплитуда опорного напряжения по своей величине больше напряжения смещения, которое образуется в результате протекания анодных токов ламп $Л_5$ и $Л_6$ по сопротивлению, включенному в цепь катодов модулятора. Принцип работы такого модулятора основан на возникновении отсечки анодного тока.

При отсутствии входного сигнала импульсы анодного тока в верхнем $Л_5$ и нижнем $Л_6$ пентодах имеют одинаковую форму и равные амплитуды, вследствие чего выходное напряжение на вторичной обмотке трансформатора $Тр_4$ равно нулю. В случае сигнала ошибки в виде напряжения постоянного тока, не равного нулю, рабочая точка на анодно-сеточной характеристике одного из пентодов сдвигается вправо, а для другого пентода влево. Это изменяет величину углов отсечки, форму и амплитуду импульсов анодного тока. Баланс схемы нарушается и на вторичной обмотке выходного трансформатора появляется напряжение переменного тока с амплитудой, пропорциональной величине сигнала ошибки, и фазой, определяемой полярностью напряжения ошибки. Вторичная обмотка трансформатора $Тр_4$ совместно с конденсатором C_3 образуют колебательный контур, с помощью которого выделяется напряжение первой гармоники.

Балансировка № 3 в цепи катодов ламп $Л_5$ и $Л_6$ имеет то же назначение, что и балансировка № 2 демодулятора.

Модулированное напряжение переменного тока усиливается триодом $Л_7$ и затем поступает на одну из сеток смесителя $Л_8$. На первую сетку смесителя из анодной цепи лампы $Л_2$ усилителя напряжения через конденсатор C_5 подается напряжение пе-

ременного тока, амплитуда которого пропорциональна рассогласованию. Так как необходимо, чтобы два входных напряжения смесителя (напряжение, пропорциональное производной рассогласования, и напряжение, пропорциональное самому рассогласованию) были в фазе, то для осуществления этого условия применяется фазовращающая цепь, образованная вторичной обмоткой трансформатора $Тр_4$ с заземленной средней точкой, конденсатором C_4 и сопротивлением R_3. Величины емкости C_4 и сопротивления R_3 подбирают так, чтобы переменное напряжение, пропорциональное производной рассогласования и поступающее на сетку триода $Л_7$, совпадало по фазе с полезным сигналом ошибки, который снимается с анода $Л_2$ второго каскада усилителя напряжения. Фазовый сдвиг, который получают сигналы при прохождении цепей R_4C_5 и R_5C_6 при выбранных параметрах схемы, один и тот же.

Применение сопротивлений R_4 и R_5 в цепях первой и третьей сеток смесителя позволяет регулировать коэффициент усиления схемы по производной (R_5) и по положению (R_4).

Выходным напряжением смесителя является несимметричный (относительно потенциала земли) сигнал ошибки, пропорциональный рассогласованию и его производной. Выходным каскадом управляющего усилителя является двухтактный усилитель мощности ($Л_{10}$, $Л_{11}$), имеющий в качестве нагрузки двухфазный асинхронный электродвигатель, работающий на несущей частоте 60 *гц*. Для согласования двухтактного входа оконечного каскада с однотактным выходом смесителя в данной схеме применен фазоинвертор на триоде $Л_9$ с разделенной нагрузкой.

Анодный ток, протекающий через два равных по величине сопротивления R_6 и R_7, включенных в анодную (R_6) и катодную (R_7) цепи триода, создает на них падения напряжения, одинаковые по величине, но противоположные по фазе. Эти напряжения являются выходными и в последующем подаются на управляющие сетки усилителя мощности.

Коэффициент усиления фазоинвертора с разделенной нагрузкой по каждому из выходных напряжений меньше единицы.

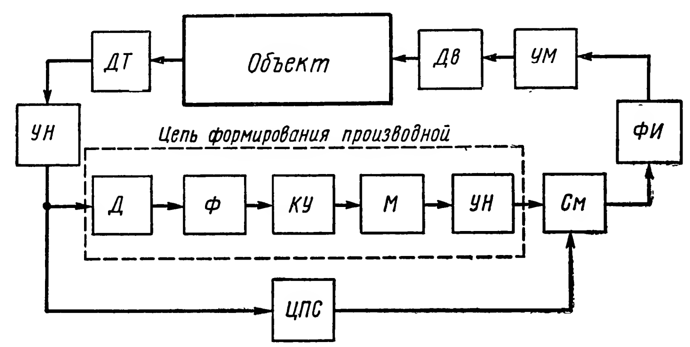
С увеличением сопротивления в цепи катода коэффициент усиления возрастает, но не может быть больше величины $\frac{\mu}{\mu+2}$ где μ является коэффициентом усиления лампы. Так как увеличение сопротивления в цепи катода сопровождается увеличением напряжения смещения, которое может быть близким к величине напряжения запирания лампы, то сопротивление в цепи сетки своим нижним концом не заземляется, а подсоединяется к средней точке сопротивлений R_7 и R_8.

Схема фазоинвертора с разделенной нагрузкой по сравнению с другими вариантами, разобранными ранее, имеет недостаток, заключающийся в небольшом усилении.

Нормальный режим работы усилителя мощности соответствует классу А.

Структурная схема разомкнутой системы в соответствии с принципом действия управляющего усилителя имеет вид, показанный на фиг. VII.31.

В технике автоматического регулирования находят широкое применение автоматические уравновешенные мосты с электронными усилителями, которые применяются для автоматического



Фиг. VII.31. Структурная схема системы с демодуляцией и модуляцией в середине тракта:

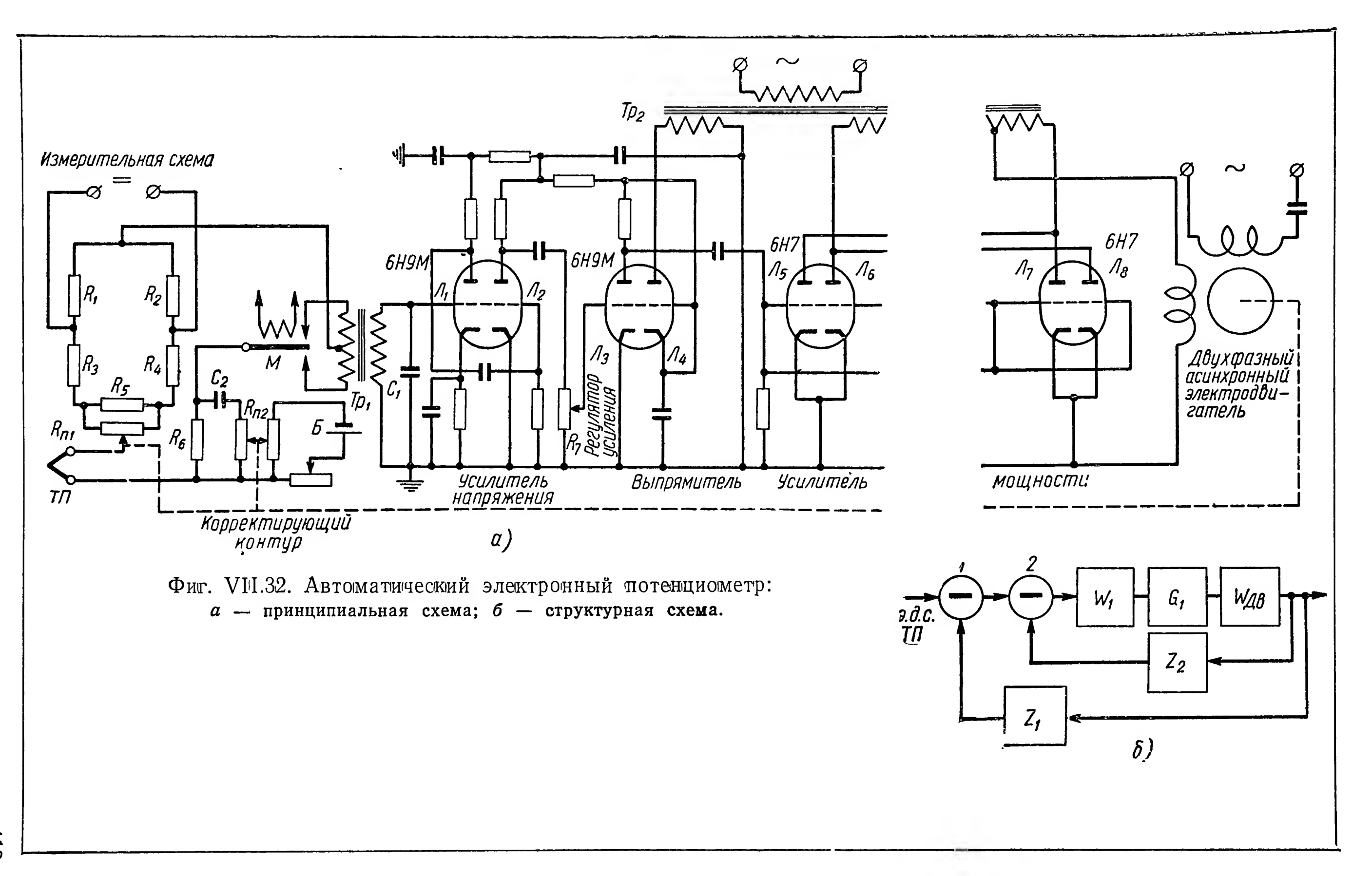
ДТ — дифференциальный трансформатор; *УН* — усилитель напряжения; *Д* — демодулятор; *Ф* — фильтр нижних частот; *КУ* — корректирующее устройство; *М* — модулятор; *См* — смеситель; *ФИ* — фазоинвертор; *УМ* — усилитель мощности; *Дв* — двухфазный электродвигатель; *ЦПС* — цепь прямой связи.

регулирования, контроля и записи температуры с весьма большой точностью в различных промышленных установках. В качестве чувствительного элемента в таких системах обычно используют активное сопротивление, изменяющее свою величину под влиянием изменения теплообмена между чувствительным элементом и контролируемой средой, и термопары.

На фиг. VII.32 показана схема автоматического электронного потенциометра, предназначенного для непрерывного измерения и записи температуры. Схема может быть использована для измерения и других неэлектрических величин после преобразования последних в напряжение постоянного тока.

Принцип работы потенциометра основан на компенсационном методе измерения напряжения постоянного тока, источником которого является термопара.

Принципиальная схема автоматического потенциометра, приведенная на фиг. VII.32, *а*, состоит из схемы измерения, модулятора *М*, электронного усилителя, двухфазного асинхронного электродвигателя и корректирующего устройства. Измерительная схема представляет собой мост (R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_{n1}), к одной диагонали которого подводится напряжение постоянного тока, а с другой снимается выходное напряжение, которое затем



Фиг. VII.32. Автоматический электронный потенциометр:
а — **принципиальная схема;** *б* — **структурная схема.**

сравнивается с э. д. с. термопары *ТП*, подлежащей измерению в последовательной цепи. Результат сравнения в виде напряжения постоянного тока модулируется с помощью электромеханического модулятора *М* и преобразуется в напряжение переменного тока несущей частоты 50 *гц*.

Первая гармоника модулированного напряжения выделяется на вторичной обмотке трансформатора $Тр_1$ путем настройки в резонанс контура, состоящего из трансформатора $Тр_1$ и конденсатора C_1. Первая гармоника является входным напряжением усилителя. Если измеряемая э. д. с. термопары не компенсируется выходным напряжением моста, то входной сигнал усилителя, не равный нулю, будучи усиленным по амплитуде и мощности, вызовет вращение якоря двухфазного электродвигателя, который, имея механическое соединение с движком потенциометра R_{n1} по цепи главной обратной связи, будет стремиться поставить движок потенциометра R_{n1} в положение полной компенсации, когда входное напряжение усилителя равно нулю. Изменение знака разбаланса измерительной схемы вызывает опрокидывание фазы первой гармоники на вторичной обмотке трансформатора $Тр_1$ и реверс электродвигателя. Приведение схемы в уравновешенное состояние соответствует измерению э. д. с. термопары и, следовательно, температуры контролируемой среды.

Поворот якоря электродвигателя в процессе приведения схемы в состояние баланса, соответствующий измеряемой температуре, записывается на бумажную ленту.

Для улучшения динамических характеристик системы и уменьшения колебательности переходного процесса в автоматическом потенциометре рассматриваемой схемы предусматривается коррекция динамических свойств, выполненная в виде дифференцирующего контура R_6, R_{n2}, C_2 постоянного тока с источником питания от батареи *Б*. Контур согласно схеме (фиг. VII.32,*а*, *б*) включен в цепь внутренней обратной связи. Механическое соединение электродвигателя с движком потенциометра R_{n2} обеспечивает введение в сигнал ошибки до модулятора напряжения, пропорционального скорости вращения якоря электродвигателя. Это напряжение, снимаемое с сопротивления R_6, направлено встречно напряжению разбаланса.

Усилитель мощности, построенный на двух двойных триодах 6Н7С, с питанием анодной цепи напряжением переменного тока по своему принципу действия такой же, как и описанный ранее (фиг. VII.26). Отличительной особенностью данного усилителя мощности является включение нагрузки в виде обмотки управления двухфазного электродвигателя непосредственно в анодную цепь и применение двух параллельно включенных ламп в каждом плече ($Л_5$, $Л_7$ и $Л_6$, $Л_8$). Из-за непосредственного включения нагрузки в анодную цепь по обмотке управления двухфазного электродвигателя будет протекать постоянная состав-

ляющая пульсирующего анодного тока, которая создает тормозной момент.

Трехкаскадный усилитель напряжения ($Л_1$, $Л_2$, $Л_3$) переменного тока собран по обычной схеме с реостатно-емкостной связью и позволяет осуществлять изменение коэффициента усиления схемы с помощью переменного сопротивления R_7. Во второй лампе 6Н9М усилителя напряжения одна из половин ($Л_4$) использована для выпрямителя, питающего анодные цепи триодов напряжением постоянного тока.

Установка начала и конца шкалы измерения осуществляется подбором сопротивлений R_3 и R_4 в схеме измерения. Там же включено сопротивление R_5, шунтирующее потенциометр R_{n1} и позволяющее изменять пределы шкалы.

На фиг. VII.32, *б* показана структурная схема автоматического потенциометра. Сигнал главной обратной связи, полученный из механической величины в виде угла поворота якоря электродвигателя путем преобразования ее в напряжение постоянного тока, сравнивается с э. д. с. термопары в измерительном элементе *1*. Преобразование сигнала главной обратной связи характеризуется передаточной функцией $Z_1 = k_{oc1}$. Сигнал внутренней обратной связи, имеющей передаточную функцию Z_2, обусловленную дифференцирующим контуром и преобразованием сигнала из механической величины в напряжение, поступает на измерительный элемент *2*. В прямую цепь системы включены модулятор, усилитель напряжения и мощности, двухфазный электродвигатель с редуктором, которые на схеме соответственно обозначены их передаточными функциями W_1, G_1 и $W_{Дв}$.

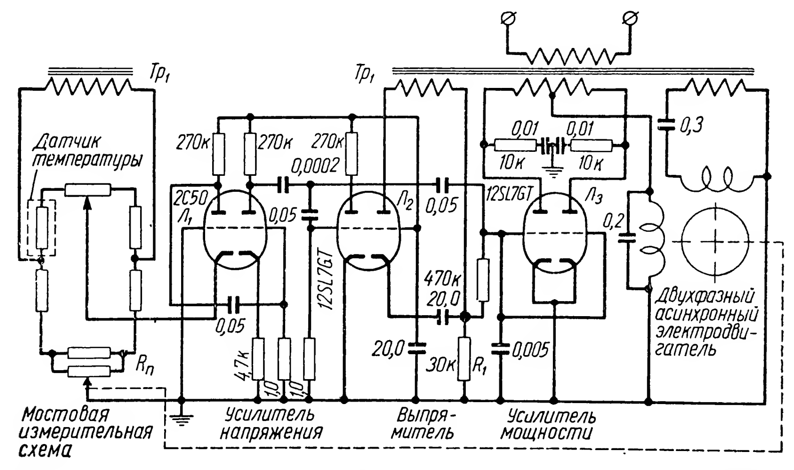
Вариантом системы (фиг. VII.32) может служить схема автоматического уравновешенного моста с электронным усилителем переменного тока и чувствительным элементом активного сопротивления, включенным в одно из плеч мостовой измерительной схемы (фиг. VII.33). Схема предназначена для измерения и регулирования температуры объекта путем управления заслонкой нагревательного устройства.

При отклонении температуры объекта от заданной величины нарушается баланс моста, который питается переменным током. Напряжение разбаланса, поступающее на усилитель, отрабатывается электродвигателем, который одновременно перемещает заслонку нагревательного устройства, и движок потенциометра R_n, восстанавливая баланс.

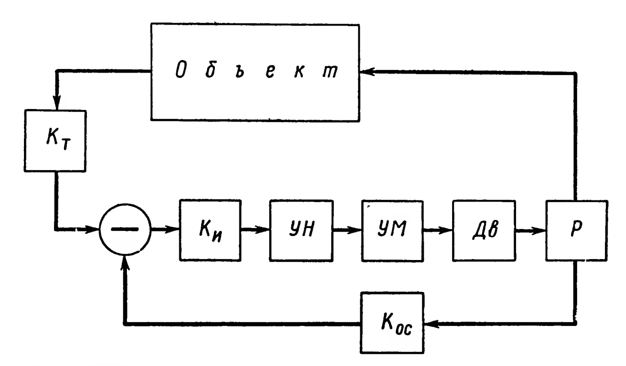
Особенностью управляющего усилителя является то, что напряжение разбаланса подается в цепь катода входного каскада (лампа $Л_1$), который собран по схеме усилителя с заземленной сеткой.

Усилитель мощности (лампа $Л_3$) по анодной цепи питается напряжением переменного тока от трансформатора $Тр_1$. При отсутствии сигнала на управляющих сетках $Л_3$, соединенных па-

раллельно, обе половины триода заперты напряжением смещения, которое снимается с сопротивления R_1. В момент прихода сигнала отпирается та половина лампы, у которой анодное напряжение совпадает по фазе с напряжением сигнала на сетке.



Фиг. VII.33. Вариант схемы измерения и регулирования температуры.



Фиг. VII.34. Структурная схема системы измерения и регулирования температуры:

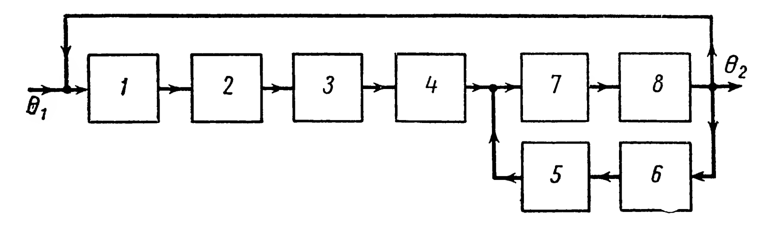
K_m — передаточный коэффициент датчика температуры; K_u — передаточный коэффициент измерительного моста; *УН* — усилитель напряжения; *УМ* — усилитель мощности; *Дв* — двухфазный электродвигатель; *Р* — редуктор; K_{oc} — передаточный коэффициент цепи обратной связи.

В остальном схема работает так же, как и схема, показанная на фиг. VII.32.

Структурная схема системы показана на фиг. VII.34.

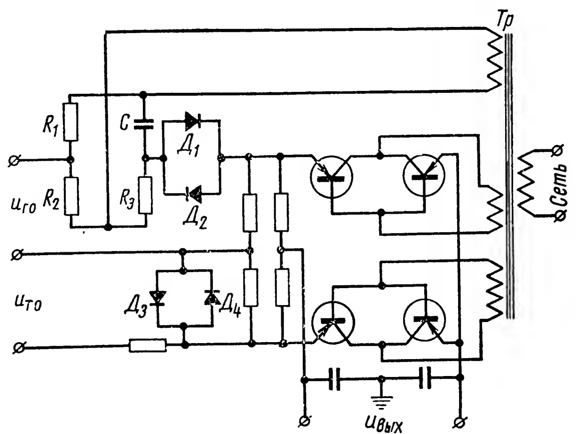
Использование регулируемых электродвигателей больших мощностей в качестве исполнительных элементов в следящих системах неизбежно приводит к усложнению усилителей мощ-

ности, а также к увеличению их габаритов и веса. Значительное упрощение и уменьшение габаритов усилителей мощности следящих систем может быть получено путем использования управляемых муфт в качестве исполнительных элементов. Исполни-



Фиг. VII.35. Структурная схема дистанционной следящей системы на индукционных муфтах.

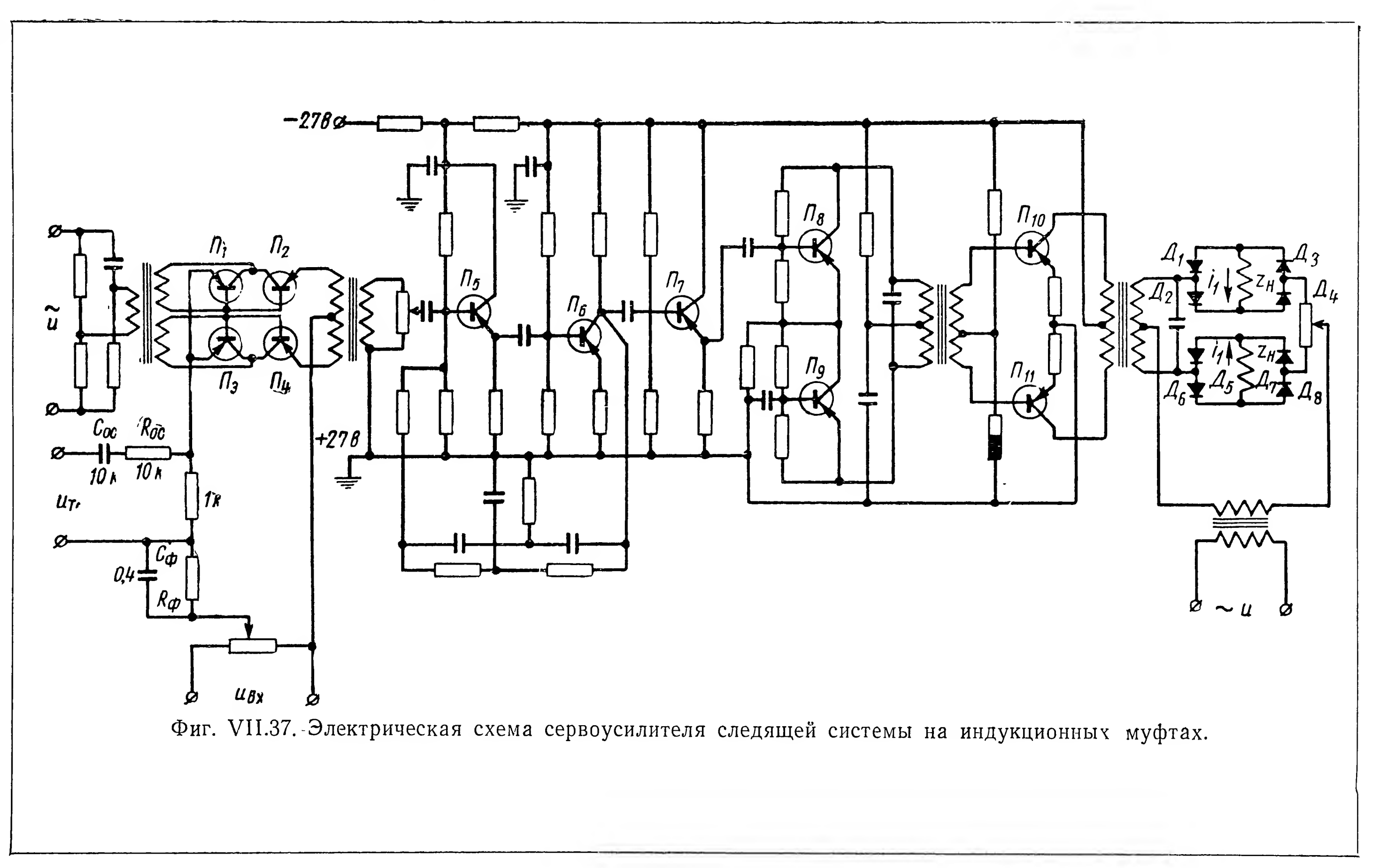
тельные устройства на муфтах требуют для своего управления значительно меньших мощностей, чем регулируемые электродвигатели, обладающие равноценной выходной мощностью.



Фиг. VII.36. Селектор с демодулятором.

Рассмотрим одну из следящих систем [1] с исполнительным элементом на индукционных муфтах с мощностью на валу порядка 60 *вт* и с усилителем мощности на полупроводниках. Структурная схема такой следящей системы в режиме двухканальной дистанционной передачи данных с помощью сельсинов приведена на фиг. VII.35. В этой системе селектор *1* с демодулятором *2* построен по схеме, показанной на фиг. VII.36; *3* — усилитель. В качестве корректирующих цепей используются: пассивный дифференцирующий контур *4* (фиг. VII.35) на по-

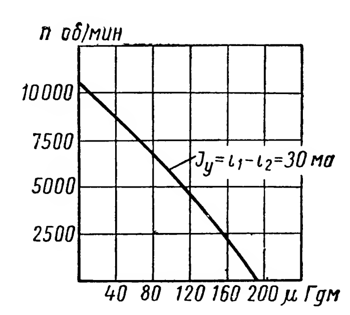
[1] Описание схемы на индукционных муфтах дано Б. Ф. Коптяевым.— *Прим. ред.*



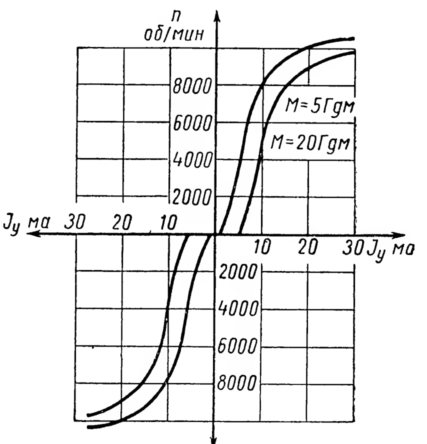
Фиг. VII.37. Электрическая схема сервоусилителя следящей системы на индукционных муфтах.

стоянном токе в прямом канале и гибкая отрицательная обратная связь 5, охватывающая через тахогенератор 6 исполнительный элемент 8 и усилитель мощности 7.

Электрическая схема усилителя мощности вместе с корректирующими цепями приведена на фиг. VII.37. Основными элементами усилителя являются модулятор ($П_1 — П_4$), усилитель переменного тока ($П_5 — П_{11}$) и фазочувствительный выпрямитель ($Д_1 — Д_8$). Схема модулятора построена по ключевой схеме, каскады усиления переменного тока, кроме каскада на триодах $П_8$, $П_9$, собраны по обычным схемам. Каскад усиления на триодах $П_8$, $П_9$ выполнен по фазоинверсной схеме. Фазочувствительный выпрямитель построен по двухполупериодной схеме. Ввиду того, что модулятор работает в ключевом режиме, его выходное напряжение имеет прямоугольную форму. Для выделения рабочей гармонической составляющей и подавления паразитных гармоник в цепь обратной связи каскадов усиления на триодах $П_5$ и $П_6$ введен двойной Т-образный фильтр. Следует отметить, что в отличие от модулятора на диодах входное сопротивление модулятора, собранного по ключевой схеме, может считаться постоянным и для примененного в сервоусилителе модулятора составляет величину порядка 10 *ком*.



Фиг. VII.38. Механическая характеристика индукционной муфты.



Фиг. VII.39. Регулировочные характеристики индукционной муфты.

Основные характеристики примененной в следящей системе индукционной муфты (механическая и регулировочная), показаны на фиг. VII.38 и VII.39 соответственно. Эти характеристики сходны с соответствующими характеристиками двухфазных асинхронных электродвигателей. Передаточную функцию примененной индукционной муфты запишем в виде

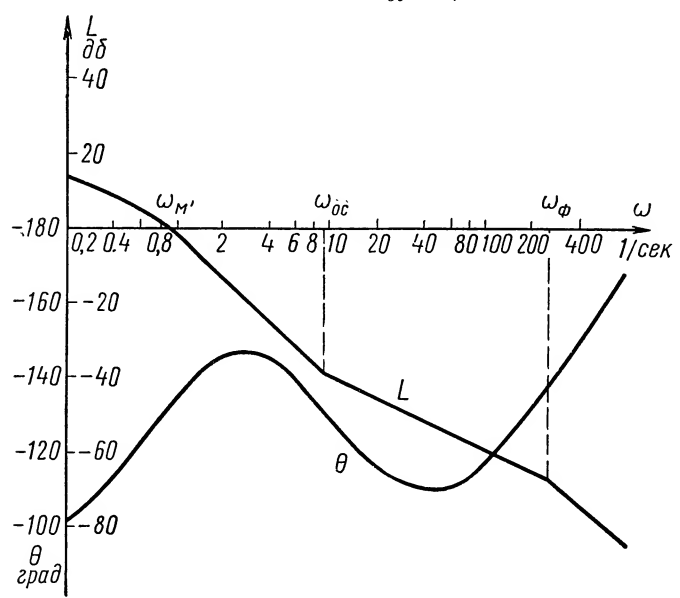
$$W_м(s) = \frac{k_м}{s(T_м \cdot s + 1)}, \qquad \text{(VII.99)}$$

где $T_м$ — электромеханическая постоянная времени.

Коэффициент передачи $k_м$ может быть подсчитан по характеристикам, приведенным на фиг. VII.38 и VII.39.

Передаточная функция цепи обратной связи имеет вид

$$W_{oc}(s) = k \cdot s \frac{\tau_{oc} s}{T_{oc} \cdot s + 1}. \qquad \text{(VII.100)}$$



Фиг. VII.40. Амплитудная и фазовая характеристики разомкнутой следящей системы на индукционных муфтах.

Передаточная функция индукционной муфты совместно с безынерционными каскадами усиления и преобразования и наличием гибкой обратной связи имеет вид

$$W(s) = \frac{k_y k_м (T_{oc} s + 1)}{s[T_{oc} \cdot T_м \cdot s^2 + (T_м + \tau_{oc} + T) s + 1]}, \qquad \text{(VII.101)}$$

где

$$T = k_y \cdot k_м \cdot k_m \cdot \tau_{oc}.$$

Передаточная функция последовательного корректирующего звена имеет вид

$$W_ф(s) = k_ф \frac{\tau_ф \cdot s + 1}{T_ф \cdot s + 1}. \qquad \text{(VII.102)}$$

Передаточная функция разомкнутой следящей системы в целом принимает вид

$$W_0(s) = \frac{k_0 (T_{oc} \cdot s + 1)(\tau_ф \cdot s + 1)}{s[T_{oc} \cdot T_м \cdot s^2 + (T_м \cdot T_{oc} + T) s + 1](T_p s + 1)}, \qquad \text{(VII.103)}$$

Коэффициенты передачи k_v и k_m можно выбрать таким образом, чтобы уравнение (VII.103) пробразовать к виду

$$W_0(s) \approx \frac{k_0 (T_{oc} \cdot s + 1)}{s \left(T'_м \cdot s + 1\right)(T_ф \cdot s + 1)}, \qquad (VII.104)$$

где с учетом параметров корректирующих цепей схемы (фиг. VII.37)

$$T'_м = 1{,}27\ сек; \quad T_{oc} = 0{,}11\ сек; \quad T_ф = 0{,}004\ сек;$$

k_0 — может регулироваться, например, за счет изменения коэффициента передачи делителя k, стоящего на входе усилителя.

На фиг. VII.40 приведены логарифмические амплитудная и фазовая характеристики следящей системы с индукционной муфтой, имеющей постоянную времени $T_м \approx 0{,}4$ *сек*. **Из этих** характеристик видно, что следящая система обладает хорошими динамическими показателями, позволяя получить большие коэффициенты усиления по скорости.

ЛИТЕРАТУРА

1 Бесекерский В. А., Орлов В. П., Полонская Л. В., Федоров С. М. Проектирование следящих систем малой мощности. Судпромгиз, 1957.

2. Доброгурский С. О., Казаков В. А., Титов В. К. Счетно-решающие устройства. Оборонгиз, 1959.

3. Основы автоматического регулирования. Под ред В. В. Солодовникова. Т. II. Машгиз, 1959.

4. Схемы промышленной электроники. Сб. статей. Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. Под ред. В. А. Лабунцова. Изд. иностр. лит., 1959.

5. Темников Ф. Е. Автоматические регистрирующие приборы. Машгиз, 1960.

6. Титов В. К. Передаточная функция двухфазного асинхронного двигателя. Сб. статей под ред. В. В. Солодовникова. Оборонгиз, 1955.

7. Титов В. К. Анализ работы систем автоматического регулирования переменного тока методом эквивалентной передаточной функции постоянного тока Автоматическое управление и вычислительная техника. Вып. 5 Машгиз, 1962.

8. Траксел Д. Синтез систем автоматического регулирования. Машгиз, 1959.

9. Фельдбаум А. А. Электрические системы автоматического регулирования. Оборонгиз, 1957.

ГЛАВА VIII

СИЛОВЫЕ СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

Силовыми синхронно-следящими системами принято называть такие замкнутые динамические системы автоматического регулирования, у которых обеспечивается синфазное и синхронное вращение или перемещение входного и выходного валов [1]. Входной или командный вал синхронно-следящей системы связан с измерительным прибором-датчиком, а выходной вал — с измерительным прибором-приемником. Приборы, датчик и приемник следящей системы, соединенные друг с другом проводами, образуют измерительную схему, с помощью которой и производятся замеры углов рассогласования между входным и выходным валами. Напряжение, снимаемое с измерительной схемы, пропорциональное разности углов поворота входного и выходного валов (или углу рассогласования), непрерывно поступает через усилительные устройства на исполнительный силовой привод системы.

В качестве исполнительных приводов в силовых синхронно-следящих системах обычно применяются электрические, гидравлические, пневматические и механические двигатели.

В этой главе рассматриваются силовые следящие системы с электрическими двигателями постоянного тока мощностью свыше 100 *вт*.

Системы с гидравлическими и пневматическими двигателями будут рассматриваться в следующей главе.

---

[1] В силовых синхронно-следящих системах при отработке даже небольших по величине задающих или возмущающих воздействий наблюдаются колебания скорости выходного вала, приводящие к некоторому увеличению кинетических и динамических ошибок. Из-за этих ошибок присходит нарушение синфазности и синхронности вращения валов системы. Однако при правильно выбранных параметрах системы эти ошибки весьма малы, и практически можно считать, что синфазность и синхронность вращения валов в силовых синхронно-следящих системах сохраняются в заданном техническими требованиями диапазоне изменений управляющего и возмущающего воздействий. При больших значениях управляющего или возмущающего воздействий, превышающих требования технического задания, происходит резкое уменьшение коэффициента усиления следящей системы и ее ошибки сильно возрастают. Происходит нарушение в синфазности и в синхронности вращения входного (задающего) и выходного (исполнительного) валов.

Силовые синхронно-следящие системы с электрическими двигателями постоянного тока нашли широкое применение в тех отраслях промышленности, где есть необходимость в достаточно точном воспроизведении перемещения маломощного командного вала выходным валом системы и рабочим механизмом. В этих системах может быть получен весьма широкий диапазон регулирования скорости вращения выходного вала при значительных на нем нагрузочных моментах. В блюмингах и прокатных станах для автоматической перестановки валков, в летучих ножницах для управления режущими устройствами, в копировально-фрезерных автоматических или программных станках для управления подачей стола и режущего инструмента и при дистанционном управлении некоторыми другими видами производственных процессов применяются синхронно-следящие системы с электродвигателями постоянного тока. Весьма широкое распространение получили силовые следящие системы в военной технике. Дистанционное управление поворотом орудийных башен, пусковых стартовых установок ракет, антенных устройств радиолокационных станций и т. д. осуществляется с помощью силовых синхронно-следящих систем с электродвигателями постоянного тока.

В настоящее время в промышленности и военной технике, известны сотни различных схем силовых синхронно-следящих систем, имеющих существенное различие как в принципиальных схемах, так и в агрегатах управления.

Все многообразие схем синхронно-следящих систем можно подразделить по принципу их действия на ряд основных классов, как это было раньше сделано с приборными следящими системами (см. гл. VI).

Системы для дистанционного управления поворотными силовыми механизмами, для подачи столов и режущего инструмента в станках, для перемещения стержней в ядерных энергетических реакторах относятся к первому классу — позиционным силовым следящим системам. Ко второму классу — интегрирующим (скоростным) силовым следящим системам — относятся системы управления скоростью движения протягиваемого материала для регулирования или поддержания синхронной скорости вращения валов или барабанов и некоторые другие.

Третий класс — комбинированные силовые следящие системы — наиболее часто применяются в системах управления телескопами для управления моделирующими платформами и в ряде других высокоточных дистанционных системах управления.

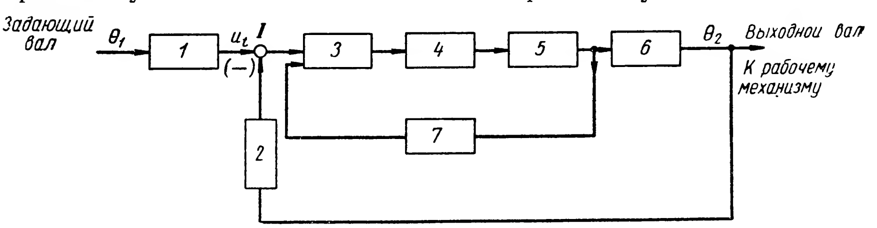
Силовые следящие системы каждого из классов имеют вполне определенную структуру (см. гл. VI) и динамические свойства. Например, позиционные силовые следящие системы являются системами с астатизмом первого или второго порядков. Интегрирующие силовые следящие системы, как правило, представляют собой статические системы.

Комбинированные системы отличаются от первых двух систем тем, что в них угол рассогласования от действия угловых скоростей и ускорений может быть равен нулю, так как сигнал управления поступает от командного устройства через корректирующие цепи в сумматор, минуя сравнивающее устройство. Таким образом, в комбинированных следящих системах может быть получен астатизм третьего и более высоких порядков, если статические и динамические характеристики элементов системы не изменяются во время ее работы.

Перейдем к рассмотрению различных схем синхронно-следящих систем с электродвигателями постоянного тока.

1. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ПОЗИЦИОННЫХ СИЛОВЫХ СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

На фиг. VIII.1 представлена типовая блок-схема силовой синхронно-следящей системы с управлением по положению. Задающий вал системы связан с сельсином-датчиком *1*, а выходной вал системы — с сельсином-приемником *2*. Напряжение u на выходе сравнивающего устройства *I*, пропорциональное углу рассогласования $\delta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$, поступает на вход в электронный усилитель *3*. На выходе электронного усилителя вклю-



Фиг. VIII.1. Типовая блок-схема силовой синхронно-следящей системы с управлением по положению:

1 — сельсин-датчик; *2* — сельсин-приемник; *3* — электронный усилитель; *4* — усилитель мощности; *5* — электродвигатель; *6* — редуктор; *7* — корректирующее устройство; *I* — сравнивающее устройство.

чен усилитель мощности *4*, который питает электродвигатель *5*. Электродвигатель *5* через редуктор *6* вращает или перемещает рабочий механизм системы, а вместе с ним и сельсин-приемник. Для получения устройчивой работы следящей системы и улучшения ее динамических характеристик включено параллельное корректирующее устройство *7*.

Раньше уже было сказано, что в качестве усилителя мощности в синхронно-следящих системах могут применяться тиратронные, магнитные или электромашинные усилители и метадины, а в качестве приборов-датчиков и приемников применяются потенциометры, сельсины, индукционные датчики перемещения или поворота. В некоторых схемах применяются конденсаторные датчики.

В силовых синхронно-следящих системах с электродвигателями мощностью от 0,1 до 1,5 *квт* * достаточно часто применяются тиратронные усилители мощности. Анодные цепи тиратронов в усилителях мощности обычно питаются от источников переменного тока с частотой 50, 400 и 500 *гц*. При питании анодов тиратронов переменным током тиратроны являются не только усилителями мощности, но и управляющими выпрямителями, так как при подаче положительной полуволны происходит зажигание тиратрона, а при отрицательной полуволне — гашение.

Управление анодным током тиратрона с помощью сигнала, поданного на его сетку, может вестись тремя способами:

а) путем изменения величины постоянного сеточного напряжения;

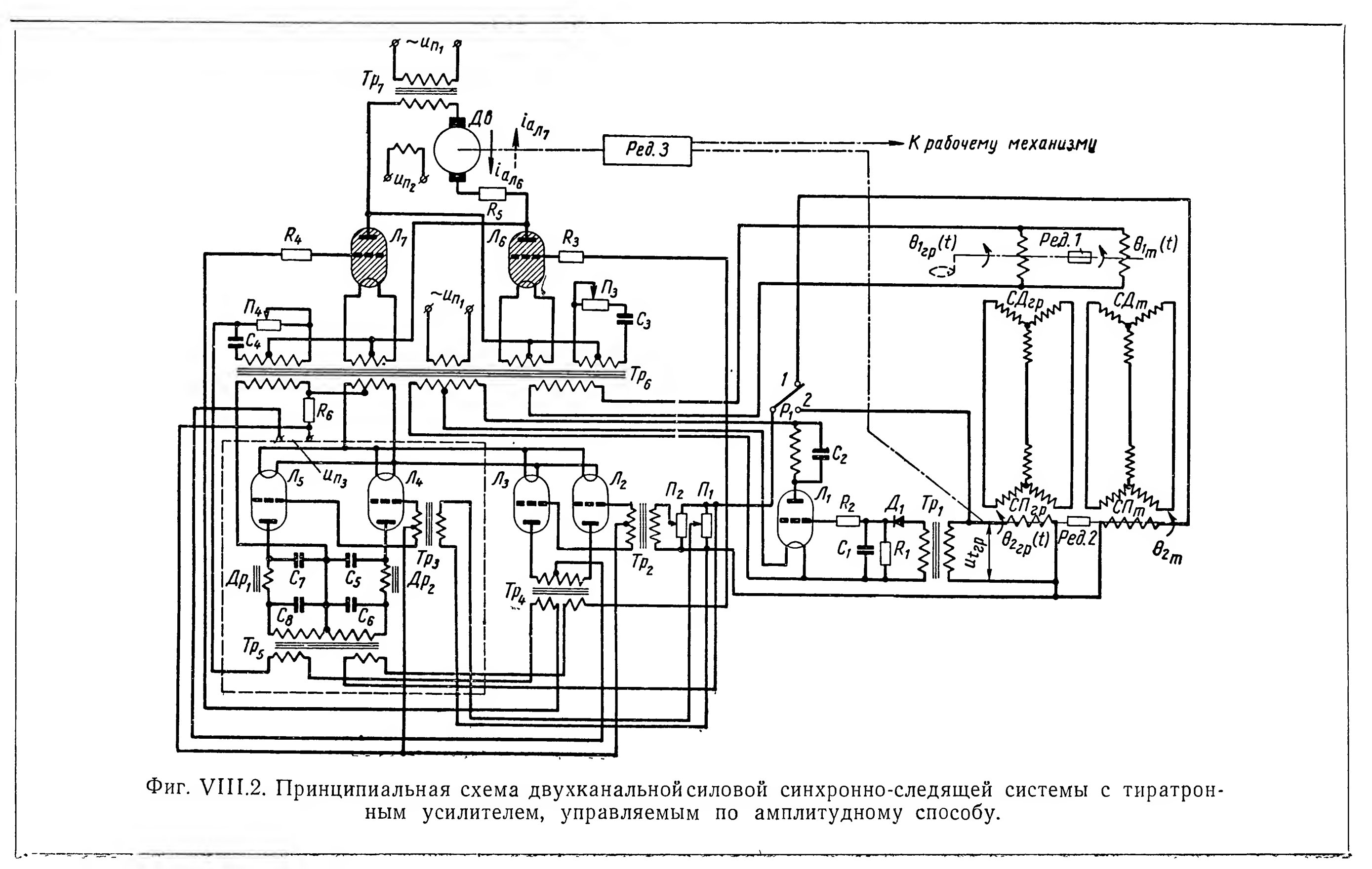
б) изменением угла сдвига фаз между сеточным и анодным напряжением;

в) амплитудным способом.

Рассмотрим наиболее применяемые в промышленности способы управления тиратронами на конкретных примерах синхронно-следящих систем.

На фиг. VIII.2 показана принципиальная схема синхронно-следящей системы с тиратронным усилителем мощности при амплитудном способе управления током тиратронов. В этой схеме в качестве измерительных устройств, измеряющих углы рассогласования между задающим устройством $\theta_1(t)$ и исполнительным механизмом $\theta_2(t)$, применяются сельсины-датчики *СД* и сельсины-приемники *СП*. Сельсины-датчики и сельсины-приемники работают в трансформаторном режиме и точность работы всей системы в целом в значительной степени определяется их инструментальной ошибкой. С целью уменьшения последней принято в следящих системах применять два канала управления — точный и грубый. В точном канале управления применяются две пары сельсинов: $СД_m$ — сельсин-датчик точный; $СП_m$ — сельсин-приемник точный. Сельсины-датчики и приемник точного канала соединяются с задающим и исполнительным валами следящей системы через повышающие редукторы *Ред. 1* и *Ред. 2*, имеющие передаточные отношения $i_u \gg 1$. При этом угол рассогласования δ_m в следящей системе по точному каналу в i_u раз больше, чем угол рассогласования δ между задающим и исполнительным валами. Вследствие этого ошибка в измерении угла рассогласования за счет инструментальной погрешности уменьшается в $\frac{1}{i_u}$ раз.

* В ряде промышленных синхронно-следящих систем тиратронные усилители применяются для управления электродвигателями с мощностью до 10 *квт*. Однако для таких больших мощностей электропривода более выгодным является применение усилителей мощности с ртутными выпрямителями с сеткой или игнитронами.



Фиг. VIII.2. Принципиальная схема двухканальной силовой синхронно-следящей системы с тиратронным усилителем, управляемым по амплитудному способу.

При включении точного канала управления в систему через угол, равный $\frac{360}{i_u}$, получаются нулевые значения напряжения сельсинной схемы или так называемые синхронные положения. Для того чтобы избежать нескольких синхронных положений валов, необходимо применять «грубый» канал управления. Роторы сельсинов-датчиков $СД_{гр}$ и приемника $СП_{гр}$ связаны с входным и выходным валами через редуктор или какую-нибудь другую механическую передачу с передаточным отношением $iu_{гр} = 1$.

Совместная работа двух каналов управления должна происходить следующим образом: при малых углах рассогласования управление ведется по точному каналу, а при больших углах рассогласования (вызванных значительными скоростями или ускорениями задающего вала, а также в момент включения или останова системы) управление должно переходить к грубому каналу; точный канал при этом отключается. При дальнейшем уменьшении угла рассогласования грубый канал отключается и управление исполнительным механизмом снова переходит к точному каналу.

Подключение и отключение каналов управления следящей системы на фиг. VIII.2 осуществляется с помощью контактов *1* и *2* реле $Р_1$, включенного в цепь анода лампы $Л_1$. При некотором угле рассогласования системы с ротора сельсина-приемника грубого канала снимается напряжение $u_{t_{гр}}$, которое усиливается трансформатором $Тр_1$ и поступает через выпрямитель $Д_1$ на сглаживающий фильтр R_1, C_1. Пульсации переменного тока за счет сглаживания уменьшаются и на сетку лампы $Л_1$ подается положительное напряжение, не зависящее от знака угла рассогласования. В лампе $Л_1$ возникает анодный ток, заставляющий срабатывать реле $Р_1$, замыкая контакт *2*. На вход в электронный усилитель через потенциометр $П_2$ поступает сигнал от грубого канала управления. При напряжении $u_{tгр} < u'_{t_0}$ положительное напряжение на сетке лампы $Л_1$ уменьшается и реле замыкает контакт *1*; тогда через потенциометр $П_1$ сигнал от точного сельсина поступает на электронный усилитель, а напряжение от грубого сельсина отключается. С целью уменьшения пульсации тока в обмотке реле она шунтируется конденсатором C_2.

Рассмотрим работу синхронно-следящей системы по точному каналу управления. Оператор, перемещая задающее устройство, поворачивает ротор сельсина-датчика. Образующееся при этом напряжение с клемм ротора сельсина-приемника поступает через входной трансформатор $Тр_2$ на сетки усиливающих ламп $Л_2$ и $Л_3$. Усиленное двухтактным усилителем напряжение через трансформатор $Тр_4$ поступает на сетки тиратронов $Л_6$ и $Л_7$. В нашей схеме тиратроны управляются по амплитудному способу, т. е. напряжение на сетке u_g складывается из напряжения сме-

щения u_s и управляющего напряжения u_y. Напряжение смещения u_s имеет постоянные амплитуду и фазовый сдвиг φ относительно анодного напряжения u_a. Величина фазового сдвига φ зависит от параметров фазового моста типа RC. Для большинства схем фазовый сдвиг устанавливается близким к 90°. Требуемая величина фазового сдвига осуществляется с помощью регулировочных потенциометров $П_3$ для тиратрона $Л_6$ и $П_4$ для $Л_7$. На аноды тиратронов $Л_6$ и $Л_7$ поступает переменное напряжение от трансформатора $Тр_7$, смещенное одно относительно другого на угол в 180°.

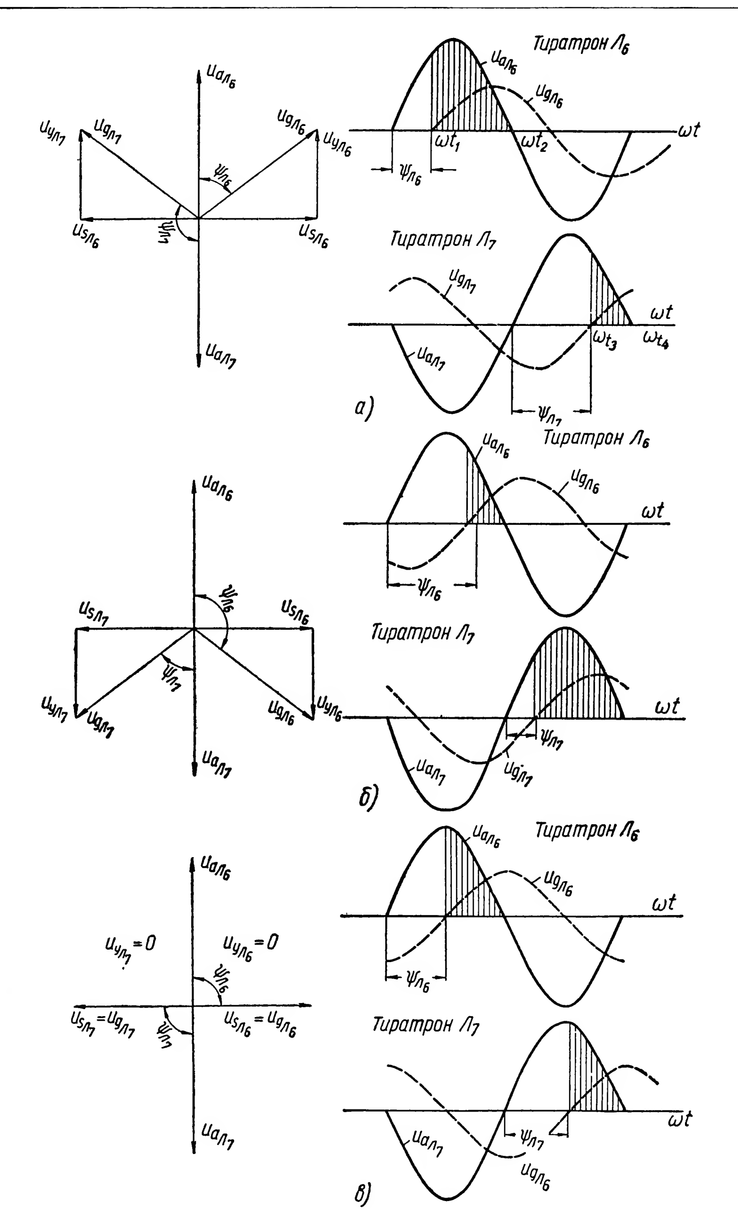
Как видно из фиг. VIII.2, управляющее напряжение u_y зависит от величины угла рассогласования следящей системы, а фаза — от направления вращения сельсинов-датчиков.

С целью уяснения принципа работы тиратронного усилителя рассмотрим векторные диаграммы напряжений, приведенные на фиг. VIII.3.

Будем считать, что сельсины-датчики следящей системы повернуты задающим устройством по часовой стрелке на угол θ_1, тогда с выхода усилителя на сетки тиратронов поступают напряжения $u_{yЛ_6}$ и $u_{yЛ_7}$ (на векторной диаграмме фиг. VIII.3, *а* они отложены вверх). Одновременно с этими напряжениями на сетки тиратронов поступают напряжения смещения $u_{sЛ_6}$ и $u_{sЛ_7}$ сдвинутые фазовым мостом на 90° относительно анодного напряжения. Сложив геометрически векторы напряжений, получим результирующее сеточное напряжение $u_{gЛ_6}$ и $u_{gЛ_7}$. Как видно из векторной диаграммы, эти напряжения имеют сдвиги фаз $\psi_{Л_6}$ и $\psi_{Л_7}$. Отложив эти сдвиги фаз на диаграммах синусоидальных напряжений (фиг. VIII.3, *а*, справа), получим, что тиратрон $Л_6$ зажигается в момент времени t_1 и горит до момента времени t_2. Тогда средний ток тиратрона $Л_6$ будет пропорционален заштрихованной площади диаграммы. Тиратрон $Л_7$ горит меньшее время (от t_3 до t_4), и среднее значение тока тиратрона $Л_7$ много меньше, чем среднее значение тока тиратрона $Л_6$.

Через электрический двигатель постоянного тока *Дв* (фиг. VIII.2) будет протекать результирующий ток, равный разности средних значений токов двух тиратронов. Из фиг. VIII.3, *а* видно, что значение результирующего тока в этом случае будет в основном определяться током, протекающим через тиратрон $Л_6$. Направление тока, протекающего через электродвигатель в следящей системе, показано на фиг. VIII.2 сплошной стрелкой.

Якорь электродвигателя *Дв* будет вращаться и приведет в движение исполнительный механизм, а через редуктор Ред. *2* — сельсин-приемник. Сельсин-приемник будет вращаться, уменьшая угол рассогласования. При угле рассогласования $\delta = 0$ электродвигатель останавливается. Изменив направления вращения сельсинов меняем фазу управляющего напряжения u_y на



Фиг. VIII.3. Диаграммы напряжений при амплитудном способе управления тиратронов:

а — при вращении сельсинов-датчиков по часовой стрелке; *б* — при вращении сельсинов-датчиков против часовой стрелки; *в* — при неподвижных сельсинах-датчиках (или отсутствии угла рассогласования следящей системы).

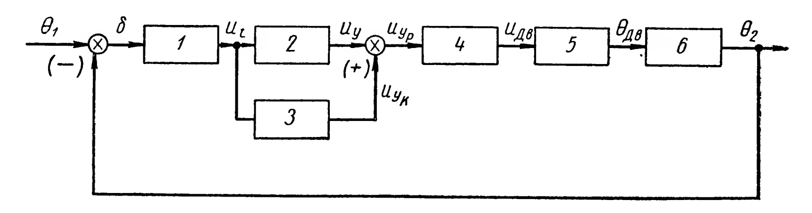
180°. Соответственно с этим изменяются и фазовые углы $\psi_{Л_6}$ и $\psi_{Л_7}$ (см. фиг. VIII.3, *б*). Средний ток, протекающий через электродвигатель, будет определяться в основном током тиратрона $Л_7$. Тогда ток и направление вращения якоря электродвигателя *Дв* (фиг. VIII.2) изменятся на обратные. При уменьшении угла рассогласования системы до нуля управляющее напряжение $u_{уЛ_6} = u_{уЛ_7} = 0$ и фазовые сдвиги $\psi_{Л_6}$ и $\psi_{Л_7}$ равны друг другу (см. фиг. VIII.3, *в*). В этом случае средние значения токов, протекающих через тиратроны $Л_6$ и $Л_7$, равны и двигатель *Дв* (фиг. VIII.2) остается неподвижным, так как результирующий ток равен нулю.

В качестве корректирующего устройства следящей системы применяется специальный каскад усиления на лампах $Л_4$ и $Л_5$. На выходе этого усиления имеется фильтр, состоящий из двух дросселей $Др_1$ и $Др_2$, четырех конденсаторов C_5, C_6, C_7, C_8 и трансформатора $Тр_5$. При равномерном вращении задающего и исполнительного валов следящей системы угол рассогласования остается постоянным и в первичной обмотке трансформатора $Тр_5$ появится лишь постоянная составляющая. Пульсации анодного тока (переменная составляющая) будут достаточно хорошо сглажены фильтром. Соответственно с этим во вторичной обмотке трансформатора $Тр_5$ не индуктируется э. д. с. и на сетки ламп тиратронов не будет поступать сигнальное напряжение с корректирующего устройства. Если же скорость вращения задающего вала будет увеличиваться во времени, то угол рассогласования возрастает и на выходе трансформатора $Тр_5$ появится напряжение $u_{ук}$, совпадающее по знаку с напряжением управления $u_у$. Результирующее напряжение управления возрастает, что, в свою очередь, приводит к уменьшению угла $\psi_{Л_6}$ и увеличению угла $\psi_{Л_7}$. Общий средний ток одного тиратрона увеличивается, и электродвигатель быстрее будет выбирать угол рассогласования.

При уменьшении скорости вращения задающего вала угол рассогласования убывает и э. д. с. на выходе трансформатора $Тр_5$ становится по знаку противоположной сигналу управления $u_у$. Результирующее напряжение управления, поступающее на сетки тиратронов, уменьшается, что приводит к увеличению угла $\psi_{Л_6}$ и уменьшению угла $\psi_{Л_7}$. Соответственно с этим общий средний ток тиратронов падает и скорость вращения электродвигателя уменьшается.

На фиг. VIII.4 показана блок-схема синхронно-следящей системы, принципиальная схема которой изображена на фиг. VIII.2. Пользуясь обозначениями, приведенными на фиг. VIII.4, и зная принцип действия корректирующего устройства, рассмотрим переходный процесс в системе при отработке наперед заданного угла рассогласования δ_0 (фиг. VIII.5). Как видно из фиг. VIII.5, выходной вал системы θ_2 стремится

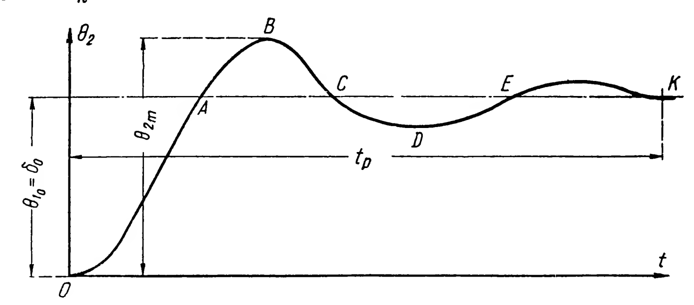
выбрать наперед заданный угол рассогласования δ_0 и при этом на участке OA происходит увеличение скорости вращения выходного вала. От действия напряжения корректирующего устройства увеличивается результирующее управляющее напряжение $u_{у_р} = u_у + u_{у_к}$ и выходной вал стремится быстрее прийти к точке A — синфазного положения валов. На участке AB знак угла рас-



Фиг. VIII.4. Блок-схема силовой синхронно-следящей системы с управлением по положению и тиратронным усилителем мощности:

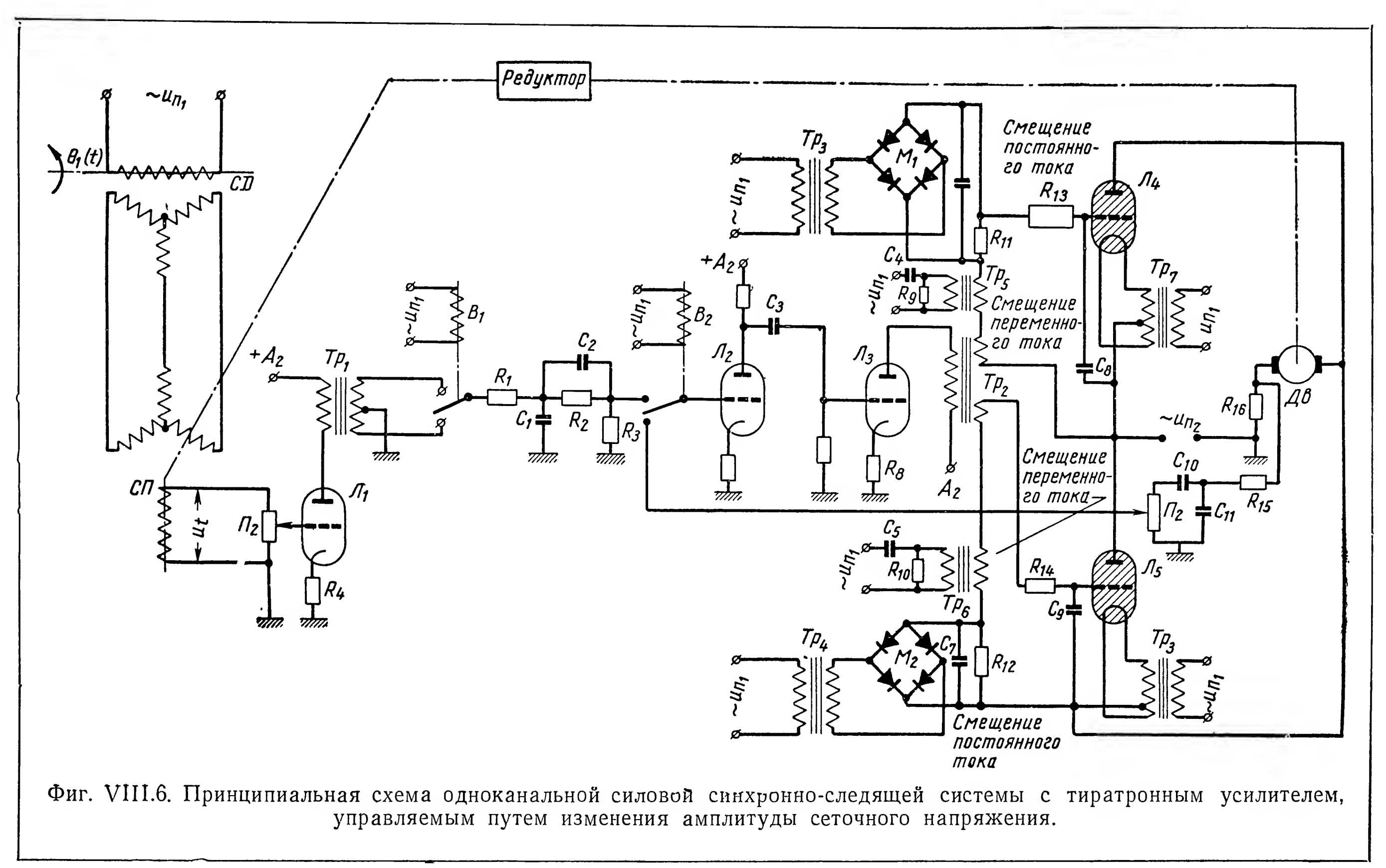
1 — сельсинная схема измерения угла рассогласования; *2* — электронный усилитель, напряжение на выходе которого пропорционально углу рассогласования, *3* — электронный усилитель и фильтр корректирующего устройства; *4* — тиратронный усилитель; *5* — электродвигатель; *6* — редуктор.

согласования изменяется на обратный, а знак сигнала корректирующего устройства не изменяется. В этом случае результирующее напряжение $u_{у_р} = -u_у + u_{у_к}$ уменьшается и выходной вал электродвигателя тормозится. На участке BC имеем $u_{у_р} = -u_у - u_{у_к}$, что приводит к увеличению скорости вращения



Фиг. VIII.5. Переходный процесс обработки наперед заданного угла рассогласования в синхронно-следящей системе.

электродвигателя и сокращению времени прихода выходного вала в точку C. На участке CD изменяется знак угла рассогласования и результирующее управляющее напряжение падает ($u_{у_р} = u_у - u_{у_к}$); электродвигатель снова тормозится и выброс угла рассогласования (точка D) уменьшается. На участке DE происходит разгон электродвигателя, далее — торможение и т. д., вплоть до полной отработки наперед заданного угла рассогласования выходным валом системы. Из этого рассмотрения видно, что включение корректирующего устройства

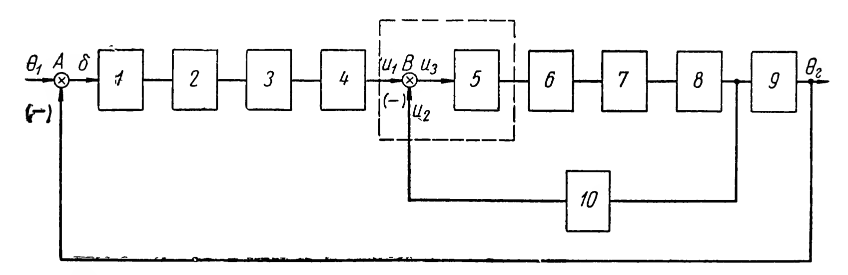


Фиг. VIII.6. Принципиальная схема одноканальной силовой синхронно-следящей системы с тиратронным усилителем, управляемым путем изменения амплитуды сеточного напряжения.

приводит к уменьшению времени протекания переходного процесса t_p и сокращению максимума перерегулирования следящей системы $\sigma_{max} = \frac{\theta_{2m} - \theta_{1_0}}{\theta_{1_0}} \cdot 100\%$.

В тех случаях, когда не требуется высокая точность слежения выходным валом за задающим, применяются одноканальные системы управления.

На фиг. VIII.6 показана принципиальная схема одноканальной силовой синхронно-следящей системы с тиратронным усилителем, управляемым по амплитудному способу [1]. Напряжение



Фиг. VIII.7. Блок-схема одноканальной синхронно-следящей системы с тиратронным усилителем:

1 — сельсинная схема измерения угла рассогласования; *2* — первый каскад усиления электронного усилителя; *3* — вибрационный преобразователь с фильтрующей цепочкой; *4* — корректирующее устройство фазоопережающего типа; *5* — вибрационный преобразователь постоянного тока в переменный; *6* — второй и третий каскады усиления электронного усилителя; *7* — тиратронный усилитель; *8* — электродвигатель; *9* — редуктор; *10* — параллельное корректирующее устройство тахометрического типа.

рассогласования сельсинов u_t поступает через первый каскад усиления, выполненный на лампе $Л_1$, на второй и третий каскады усиления ($Л_2$ и $Л_3$). Усилительные каскады переменного тока обеспечивают высокую стабильность работы всей системы. После соответствующего усиления сигнальное напряжение управляет анодным током тиратронов $Л_4$ и $Л_5$ амплитудным способом. Кроме управляемого сигнального напряжения, на сетки тиратронов подается напряжение смещения постоянного тока и напряжение смещения переменного тока со сдвигом по фазе относительно анодного напряжения. Смещение по фазе создается фильтрами R_3, C_4 и R_{10}, C_5. Применение двух типов напряжений смещения позволяет увеличить диапазон регулирования анодного тока тиратронов.

Следящая система имеет два вида корректирующих устройств: параллельное, представляющее собой тахометрическую обратную связь с электродвигателем *Дв* и пассивным четырехполюсником R_{15}, C_{11}, C_{10} и $П_2$, и последовательное — четырехполюсник типа RC (R_2, R_3 и C_1).

Блок-схема этой синхронно-следящей системы показана на фиг. VIII.7. Последовательное корректирующее устройство *4* (фиг. VIII.7) постоянного тока R_2, C_2, R_3 (фиг. VIII.6) фазоопе-

режающего типа включено после вибрационного преобразователя *3* (фиг. VIII.7), преобразующего сигнал переменного тока в постоянный. Для сглаживания пульсаций после преобразователя включается фильтр R_1, C_1 (фиг. VIII.6). Сигнал u_1 (фиг. VIII.7) постоянного тока и сигнал u_2 постоянного тока, снимаемый с параллельного корректирующего устройства, вычитаются и преобразуются вибрационным преобразователем *5* в переменный ток. Включение корректирующих устройств на постоянном токе обеспечивает в следящей системе постоянство динамических характеристик при колебаниях частоты питающего напряжения u_{n_1} и u_{n_2}.

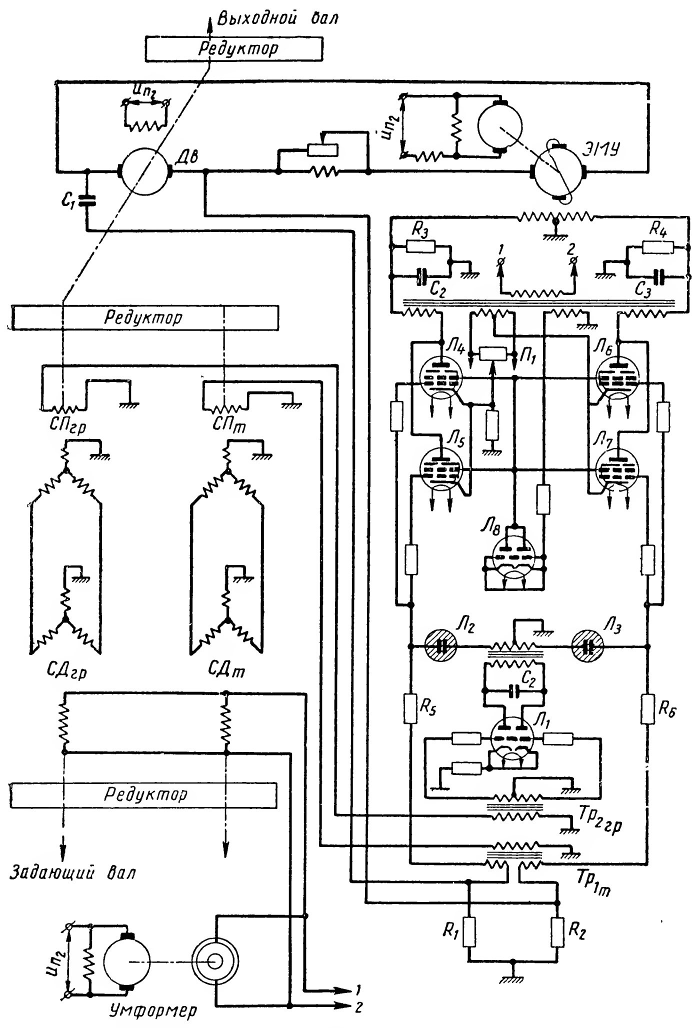
Невысокая эксплуатационная надежность тиратронов, необходимость предварительного прогрева их накала привели к тому, что во многих промышленных силовых синхронно-следящих системах в качестве усилителей мощности стали применяться электромашинные усилители. Рассмотрим принципиальную схему синхронно-следящей системы с электромашинным усилителем (фиг. VIII.8), получившую за последние годы весьма широкое применение в различных отраслях промышленности [3]. В этой системе, как и в предыдущих, сельсины включены в трансформаторном режиме. Повышение точности измерения углов рассогласования достигается применением двух пар сельсинов: грубых ($СД_{гр}$ — $СП_{гр}$) и точных ($СД_т$ — $СП_т$). Сельсины $СД_{гр}$ и $СП_{гр}$ входят в грубый канал слежения, а сельсины $СД_т$ и $СП_т$ — в точный канал. Роторы сельсинов датчика и приемника точного канала связаны с задающим валом через повышающий редуктор, имеющий передаточное отношение 1 : 31. Вследствие этого ошибка в измерении угла рассогласования точной системы уменьшается в 31 раз.

Напряжения, пропорциональные углам рассогласования, снимаемые с роторов точного и грубого сельсинов-приемников, через входные трансформаторы $Тр_{1т}$ и $Тр_{2гр}$ поступают на электронный усилитель, который не только увеличивает сигнальное напряжение, пропорциональное углу рассогласования, но и разделяет сигналы точного и грубого каналов.

При повороте ротора грубого сельсина на некоторый угол ротор точного сельсина делает несколько оборотов. Через угол поворота точного сельсина, кратный $\frac{360°}{31}$, в сельсинной схеме точного канала возникает несколько синхронных положений ротора, что вносит неопределенность в работу системы. Поэтому схема разделения каналов должна работать следующим образом: при малых углах рассогласования по грубому каналу слежения (порядка 4°) работает сельсинная схема точного канала, а сельсинная схема грубого канала отключается; при углах рассогласования, больших 4°, подключается сельсинная схема грубого канала, а сигнал от точных сельсинов сильно ослабляется.

Подключение сельсинов грубого канала при углах рассогла-

сования, больших 4°, осуществляется через электронный усилитель $Л_1$ и неоновые лампы $Л_2$ и $Л_3$. После зажигания неоновых ламп происходит подключение сигнала от грубого сельсина к каскаду усиления точного канала.



Фиг. VIII.8. Принципиальная схема силовой синхронно-следящей системы с электронным усилителем.

Каскад усиления точного канала выполнен на лампах $Л_4$, $Л_5$, $Л_6$ и $Л_7$, соединенных по две лампы в параллель. Усилители точного и грубого каналов слежения, наряду с усилением сигналов, выполняют также их фазовое разделение. Усиленный сигнал с выхода электронного усилителя поступает в дифферен-

циальные обмотки управления электромашинного усилителя *ЭМУ*. Результирующий ток управления электромашинного усилителя в свою очередь вызывает напряжение на якоре электродвигателя *Дв*. Электродвигатель начинает вращаться и будет поворачивать рабочий механизм системы и роторы сельсинов-приемников, уменьшая при этом угол рассогласования. При уменьшении угла рассогласования до 4° неоновая лампа гаснет и сигнал грубого канала отключается. Сигнал от точного сельсина поступает на сетки ламп $Л_4$, $Л_5$, $Л_6$, $Л_7$ и после усиления ими управляет через *ЭМУ* электродвигателем, уменьшая угол рассогласования до нуля. При отсутствии угла рассогласования электродвигатель привода исполнительного механизма неподвижен.

Как видно из принципиальной схемы (фиг. VIII.8), при больших углах рассогласования на сетки ламп $Л_4$, $Л_5$, $Л_6$ и $Л_7$ поступает сигнал

$$u_{вх} = k_{y_{гр}} u_{гр} + \frac{R_н}{R_1} u_m,$$

где $k_{y_{гр}}$ — коэффициент усиления электронного усилителя грубого канала;

$u_{гр}$ — напряжение, снимаемое с ротора грубого сельсина-приемника;

u_m — напряжение, снимаемое с ротора точного сельсина-приемника;

R_5 или R_6 — сопротивление цепи ограничения сигнала точного сельсина (обычно сотни *ком*);

$R_н$ — внутреннее сопротивление неоновой лампы (при негорящей неоновой лампе $R_н = \infty$, а при горящей неоновой лампе $R_н$ равно нескольким омам).

При $R_5 \gg R_н$, получим

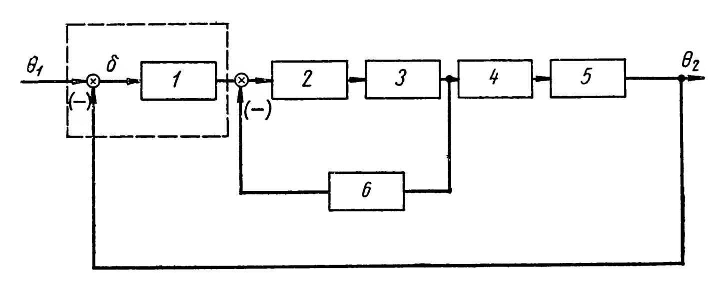
$$u_{вх} \approx k_{y_{гр}} u_{гр}.$$

Отсюда видно, что следящая система при больших углах рассогласования управляется только по грубому каналу.

На лампе $Л_8$ собран однополупериодный выпрямитель, выходное напряжение которого поступает на электронные сетки пентодов. Управляющие обмотки *ЭМУ* зашунтированы сглаживающим фильтром типа *RC* (C_2, R_3 и C_3, R_4), так как аноды ламп $Л_4$, $Л_5$, $Л_6$ и $Л_7$ питаются переменным током. Параметры фильтра выбираются таким образом, чтобы в обмотки управления, наряду с постоянной составляющей, поступала и переменная составляющая. Переменная составляющая оказывает размагничивающее действие на электромашинный усилитель. При этом остаточное напряжение на выходе *ЭМУ* становится меньше, чем напряжение трогания электродвигателя, и явление самохода в системе отсутствует.

Потенциометр $П_1$ обеспечивает равенство токов в обмотках управления *ЭМУ* при разнице в крутизнах характеристик электронных ламп.

В качестве корректирующего устройства в системе применен фильтр типа *RC*, состоящий из конденсатора C_1 и двух сопротивлений R_1 и R_2. Принцип действия корректирующего устройства заключается в следующем: при увеличении скорости вращения электродвигателя конденсатор C_1 корректирующего устройства заряжается и образующийся при этом зарядный ток,



Фиг. VIII.9. Блок-схема двухканальной синхронно-следящей системы с электронным усилителем:

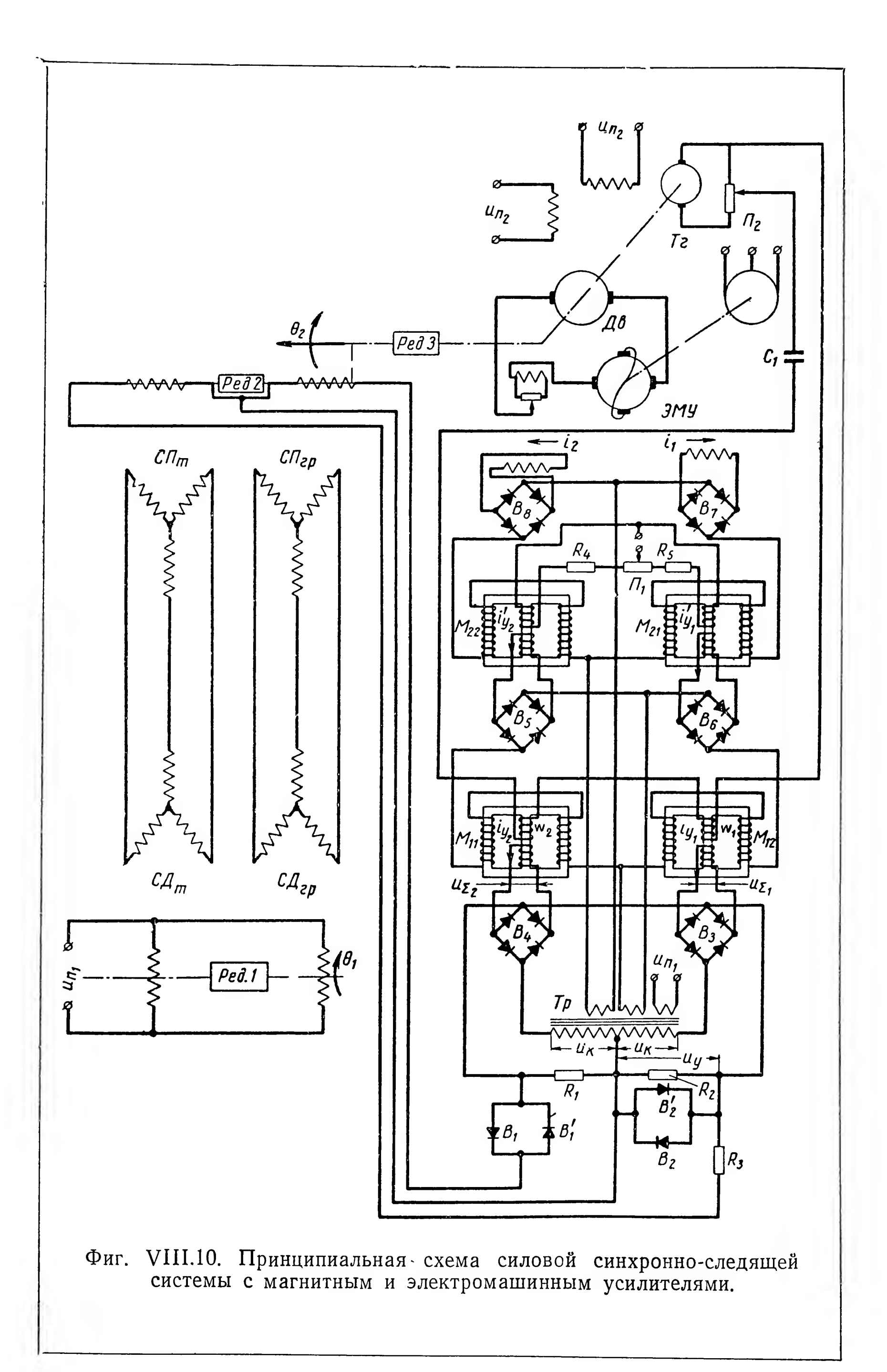
1 — сельсинная схема измерения углов рассогласования; *2* — электронный усилитель; *3* — электромашинный усилитель; *4* — электродвигатель; *5* — редуктор; *6* — корректирующее устройство.

протекая через сопротивления R_1 и R_2, вызовет падение напряжения u_c, увеличивающее сигнал на сетках пентодов. Выходной вал системы при этом стремится как можно быстрее прийти к синфазному положению. Пройдя синфазное положение, выходной вал, а вместе с ним и ротор сельсина-приемника, изменяет знак угла рассогласования в системе, что приведет к торможению электродвигателя. При торможении электродвигателя конденсатор C_1 начнет разряжаться и на сопротивлениях R_1 и R_2 образуется напряжение u_c другого знака. На сетке пентодов будет поступать не сумма сигналов, а их разность, тогда и происходит еще более резкое торможение выходного вала. За счет действия напряжения от корректирующего устройства удается существенно сократить время протекания переходного процесса в системе.

В случае равномерного вращения задающего и исполнительного валов следящей системы через сопротивления R_1 и R_2 не будут протекать токи корректирующего устройства и сигнал управления будет формироваться только сельсинами.

Блок-схема силовой синхронно-следящей системы с электромашинным усилителем показана на фиг. VIII.9.

Дальнейшее повышение надежности работы силовых следящих систем может быть получено путем замены электронных усилителей магнитными [3]. На фиг. VIII.10 приведена принципиальная типовая схема следящей системы с магнитным и электромашинным усилителями. Сигналы с сельсинов-приемников



Фиг. VIII.10. Принципиальная схема силовой синхронно-следящей системы с магнитным и электромашинным усилителями.

точного и грубого каналов поступают на схему разделения сигналов, выполненную на селеновых выпрямителях B_1, B'_1, B_2 и B'_2. Селеновые выпрямители включены таким образом, чтобы в схеме обеспечивалось пропускание обеих полуволн переменного тока.

Если считать, что угол рассогласования по грубому каналу, при котором должно происходить переключение каналов, будет $\delta^*_{гр}$, то при углах рассогласования больших $\delta^*_{гр}$ сопротивление селеновых выпрямителей B_1 и B'_1 сильно падает и в усилитель системы будет поступать сигнальное напряжение грубого канала, снимаемое с сопротивления R_1. В это же время напряжение ротора точного сельсина-приемника достигнет большой величины, что приведет к уменьшению сопротивления селеновых выпрямителей B_2 или B'_2 и напряжение точного сигнала на сопротивлении R_3 почти полностью упадет. С сопротивления R_2 снимается весьма малый сигнал от точного сельсина и его влиянием на грубый канал можно пренебречь. Таким образом видно, что на вход в магнитный усилитель поступает сигнал лишь от грубого сельсина. При уменьшении угла рассогласования, меньше чем $\delta^*_{гр}$, происходит значительное увеличение сопротивлений выпрямителей B_1 и B'_1 и с сопротивления R_1 снимается малый сигнал от грубого сельсина. Напряжение, снимаемое с точного сельсина, больше, чем напряжение, снимаемое с грубого сельсина. При этом в схеме переключения каналов происходит значительное увеличение сопротивлений селеновых выпрямителей B_2 или B'_2. Если сопротивления выпрямителей B_2 или B'_2 велики по сравнению с сопротивлением R_3, то большая часть напряжения сельсина снимается с сопротивления R_2 и на вход в магнитный усилитель практически поступает сигнальное напряжение от ротора точного сельсина.

Магнитный усилитель в данной системе является двухкаскадным, причем первый каскад усиления одновременно является и фазовым дискриминатором.

Рассмотрим более детально работу следящей системы с управлением по точному каналу. Сигнальное напряжение u_y, пропорциональное углу рассогласования, снимаемое с ротора сельсина-приемника $СП_m$, поступает через трансформатор Tp и выпрямители B_3 и B_4 на управляющие обмотки первого каскада магнитного усилителя. Напряжения $u_к$ постоянной амплитуды образуются на двух вторичных обмотках трансформатора Tp за счет напряжения питания u_{n_1} и поступают через выпрямители B_3 и B_4 на управляющие обмотки магнитного усилителя.

Допустим, что при вращении ротора сельсина-приемника по часовой стрелке результирующее напряжение u_{Σ_1} на управляющей обмотке первого каскада магнитного усилителя M_{11} равно сумме двух напряжений $u_к$ и u_y. Увеличение результирующего напряжения на обмотке управления магнитного усилителя M_{11}

приведет к росту тока управления i_{y_1}. Результирующее напряжение u_{Σ_2} на управляющей обмотке магнитного усилителя M_{12} равно разности напряжений $u_к$ и $u_у$. Уменьшение результирующего напряжения приведет к падению тока управления i_{y_2}. Соответственно с этим на управляющую обмотку второго каскада магнитного усилителя M_{21} поступает больший ток, нежели на управляющую обмотку магнитного усилителя M_{22}. В управляющей обмотке электромашинного усилителя, включенной на выходе второго каскада магнитного усилителя, протекут токи i_1 и i_2 в разном направлении, причем ток $i_1 > i_2$. За счет разности токов *ЭМУ* возбудится и на его выходе образуется напряжение u_a определенной полярности, и электродвигатель *Дв* будет вращаться, выбирая угол рассогласования до нуля.

При отсутствии угла рассогласования $u_у = 0$ через обмотки управления первого и второго каскадов усиления будут проходить одинаковые токи, но разных направлений. Тогда $i_{y_1} = i_{y_2}$, $i'_{y_1} = i'_{y_2}$. Следовательно, результирующий ток *ЭМУ* $\Delta i = i_1 - i_2$ будет равен нулю и электродвигатель будет неподвижен. При изменении направления вращения ротора сельсина-датчика на обратное меняется фаза напряжения $u_у$ и на управляющей обмотке первого каскада усиления магнитного усилителя M_{11} появится разность напряжений $u_{\Sigma_1} = u_к - u_у$, а на обмотке второго магнитного усилителя M_{12} будет сумма $u_{\Sigma_2} = u_к + u_у$. В соответствии с этим ток i_1 управления *ЭМУ* упадет, а ток i_2 возрастет, и электродвигатель будет вращаться в обратном направлении, сводя угол рассогласования к нулю.

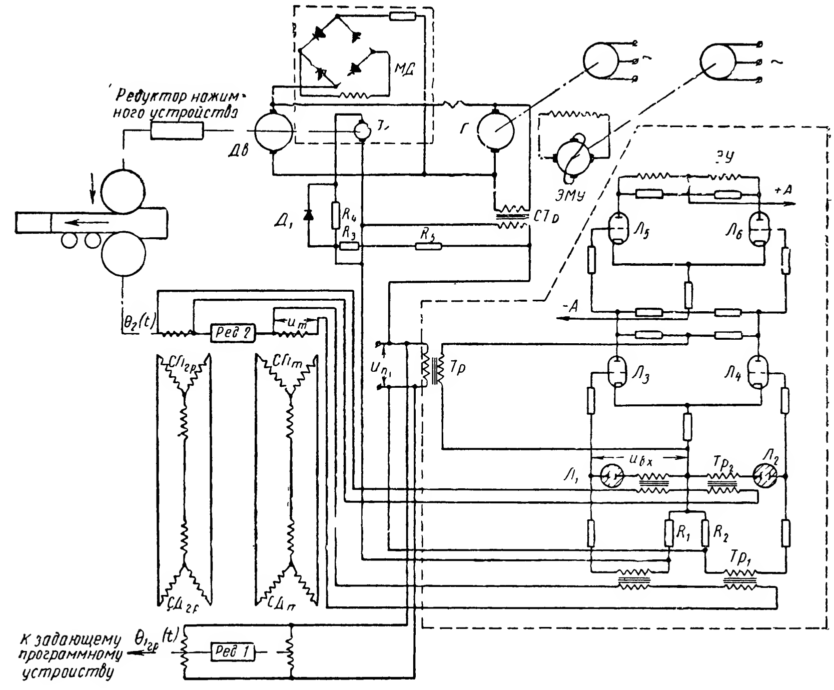
При отсутствии сигнала управления $u_у = 0$ в системе должно обеспечиваться равенство токов $i_1 = i_2$. Однако различие в характеристиках магнитных усилителей приводит к неравенству токов, а следовательно, и к самопроизвольному вращению якоря электродвигателя. Для ликвидации этого явления в схеме предусмотрен балансировочный потенциометр $П_1$.

Корректирующее устройство следящей системы состоит из тахогенератора постоянного тока *Тг* и конденсатора C_1. Напряжение, пропорциональное скорости вращения электродвигателя $u_{Тг}$, поступает через дифференцирующий конденсатор C_1 на дополнительные обмотки управления магнитного усилителя w_1 и w_2. Обмотки включены таким образом, чтобы при разгоне электродвигателя ток заряда конденсатора увеличивал ток управления *ЭМУ*, а при снижении скорости электродвигателя ток разряда уменьшал ток управления.

Рассмотренные нами схемы силовых синхронно-следящих систем имели по два усилителя мощности. Например, на фиг. VIII.8 это были электронный усилитель и электромашинный усилитель, а на фиг. VIII.10 — магнитный и электромашинный усилители.

Теперь перейдем к рассмотрению более сложных следящих систем, использующих уже не два, а три усилителя мощности:

электронный усилитель, электромашинный усилитель и генератор постоянного тока. Одна из таких систем нашла применение в качестве устройства автоматического управления механизмом нажима валков прокатного стана [4]. Следящая система нажимного устройства обеспечивает заданное (или изменяемое по программе) положение верхнего валка прокатного стана. В задающем устройстве системы применяются сельсины-датчики *СД*,



Фиг VIII.11 Упрощенная принципиальная схема силовой следящей системы нажимного устройства прокатного стана.

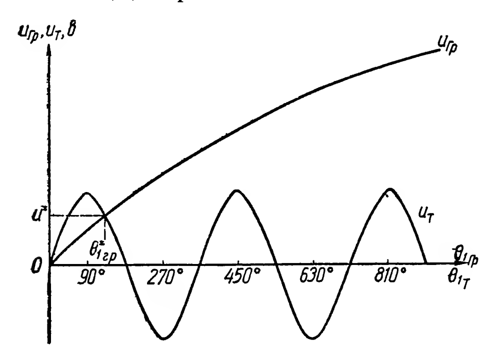
соединенные с сельсинами-приемниками *СП* по трансформаторной схеме (фиг. VIII.11).

Роторы сельсинов-приемников связаны с помощью механизма нажимных винтов с верхним валком прокатного стана. Количество сельсинов *СД* должно быть равно числу проходов стана, так, например, для 17 пропусков и двух программ число сельсинов-датчиков равно 68. Их подключение к сельсинам-приемникам производится с помощью специального устройства (коммутатора) [1].

Для повышения точности работы следящей системы применяются, как и в ранее рассмотренных схемах, два типа каналов

[1] На фиг. VIII.11 для простоты показаны только две группы сельсинов (точного и грубого каналов слежения).

управления — грубый и точный. Сельсины канала точного отсчета связываются с задающим устройством и устройством отработки через повышающие редукторы *Ред. 1* и *Ред. 2*. В этом случае при повороте сельсина грубого отсчета на угол $\theta_{1гр}$ (см. фиг. VIII.12) сельсин точного отсчета делает несколько оборотов. Как видно из фиг. VIII.12, при вращении сельсинов-датчиков точного канала получается несколько значений напряжения $u_т$, равных нулю, что вносит неопределенность в работу схемы. Для разделения сигналов точного и грубого каналов в системе предусмотрена специальная схема с неоновыми лампами $Л_1$ и $Л_2$. Напряжение, снимаемое с ротора сельсина-приемника грубого отсчета, повышается входным трансформатором $Тр_2$ в несколько раз и при достижении величины u^* происходит зажигание неоновых ламп. Тогда следящая система будет работать только по грубому каналу. В этом случае напряжение на входе в первый каскад усиления $u_{вх}$ можно определить как сумму двух сигналов (по грубому и точному каналам)



Фиг. VIII.12. Характеристика изменения напряжений, снимаемых с роторов сельсинов-приемников точного и грубого каналов отсчета.

$$u_{вх} = k_{гр} u_{тр_2} + u_т \frac{R_н}{R_1},$$

где $k_{гр}$ — коэффициент трансформации T_2.

При уменьшении угла рассогласования сельсина канала грубого отсчета до значений, несколько меньших $\delta^*_{гр}$, неоновая лампа гаснет и входное напряжение электронного усилителя определяется только сигналом от сельсина канала точного отсчета.

Электронный усилитель системы является двухкаскадным. Первый каскад (лампы $Л_3$ и $Л_4$) представляет собой фазовый дискриминатор, и аноды его ламп питаются переменным током от сети $u_{п_1}$ через трансформатор $Тр_3$. Второй каскад является усилителем мощности (лампы $Л_5$ и $Л_6$). Аноды ламп $Л_5$ и $Л_6$ усилителя питаются постоянным током. На выходе ламп $Л_5$ и $Л_6$ включена обмотка управления электромашинного усилителя *ЭМУ* по дифференциальной схеме. Напряжение с выхода *ЭМУ* поступает на обмотку возбуждения генератора постоянного тока *Г*. Генератор подключен к обмотке якоря электродвигателя постоянного тока *Дв*. Электродвигатель *Дв* через редуктор

управляет механизмом нажимного устройства верхнего валка прокатного стана. В следящей системе имеется корректирующее устройство, состоящее из тахогенератора *Тг*, стабилизирующего трансформатора *СТр*, сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 и диода $Д_1$. Обмотка возбуждения тахогенератора питается напряжением от генератора постоянного тока системы через мостиковую схему диодных выпрямителей *МД*. При изменении направления вращения электродвигателя меняется полярность напряжения, питающего обмотку возбуждения тахогенератора.

Корректирующее устройство системы обеспечивает подачу напряжения отрицательной обратной связи на вход в электронный усилитель, пропорционально изменению скорости вращения электродвигателя через трансформатор *СТр* и пропорционально изменению квадрата скорости вращения электродвигателя (от тахогенератора *Тг*).

Рассмотренные схемы силовых синхронно-следящих систем с электромашинными усилителями обеспечивают высокую точность слежения и значительный диапазон регулирования скоростей. Диапазон регулирования по скорости $k_p = \frac{n_{max}}{n_{min}}$ в таких системах достигает 200. Дальнейшее повышение диапазона регулирования по скорости (до k_p =400 и более) возможно путем замены электромашинного усилителя и электродвигателей, управляемых по току якоря, на преобразователь поперечно-продольного поля (метадин) и электродвигатели с управлением по току возбуждения. Следует заметить, что такая замена возможна лишь в силовых следящих системах, в которых нагрузка на выходном валу относительно мало изменяется.

Метадин преобразует электрическую энергию постоянного тока с неизменным значением напряжения в электрическую энергию с неизменным значением силы тока. Подобного рода преобразование электрической энергии впервые было получено акад. К. И. Шенфером в 1929 г. с помощью специального преобразователя поперечно-продольного поля. Дальнейшие работы по теории метадинного привода и схемам его использования в электроприводе были выполнены проф. М. И. Романовым.

Преобразователь поперечно-продольного поля представляет собой электрическую машину постоянного тока с расщепленной системой полюсов на статоре и двойным комплектом щеток, установленных под углом 90°. Продольные щетки преобразователя подключаются к сети постоянного тока, а поперечные — к цепи нагрузки (последовательно соединенным нескольким обмоткам якорей электродвигателей силовых приводов следящих систем).

Для рассмотрения принципа работы преобразователя будем считать, что его якорь приводится во вращение от постороннего приводного электродвигателя $Дв_м$, а в цепь поперечных щеток $q - q$ включена нагрузка $R_н$ (фиг. VIII.13). От действия потока Φ_d на щетках $q - q$ возникает э. д. с. e_q

и в цепи нагрузки потечет ток i_q. Ток i_q, а следовательно, и поток Φ_q вызовут противо-э. д. с. e_d в цепи продольных щеток $d — d$. Ток i_d определяется разностью напряжения питания преобразователя u_n и противо-э. д. с. e_d.

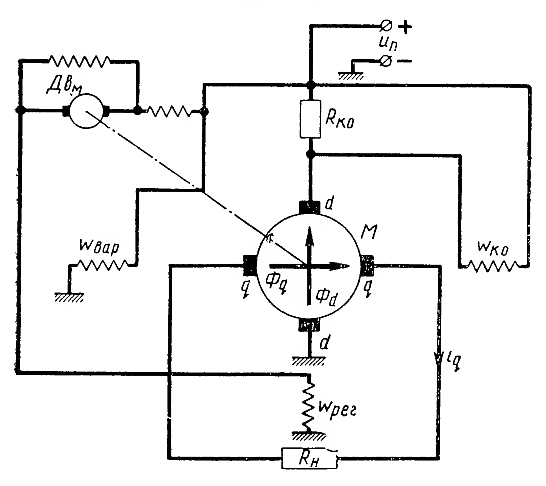
Из этого рассмотрения видно, что преобразователь со стороны щеток $d — d$ работает в двигательном режиме, а со стороны щеток $q — q$ — в генераторном. Двигательный и тормозной моменты пропорциональны токам i_q и i_d.

Имея это в виду, можно записать следующие уравнения:

$$M_d = ci_d\Phi_q = cki_di_q; \qquad \text{(VIII.1)}$$

$$M_q = ci_q\Phi_d = cki_di_q, \qquad \text{(VIII.2)}$$

где c и k — постоянные преобразователя.



Фиг. VIII.13. Схема преобразователя поперечно-продольного поля (метадина):

M — якорь преобразователя; $Дв_м$ — электродвигатель, приводящий во вращение якорь преобразователя; $R_{ко}$ — компенсационное сопротивление преобразователя; $W_{ко}$ — компенсационная обмотка; $_{рег}$ — регуляторная обмотка; $W_{вар}$ — вариаторная обмотка.

При равенстве двигательного и тормозного моментов, момент вращения или торможения на валу преобразователя равен нулю. Из равенства моментов следует, что уменьшение тока i_q относительно номинального значения $i_{qном}$ приводит к увеличению тока i_d, а следовательно, к росту э. д. с. e_q. С ростом e_q происходит увеличение тока i_q до заданного нам номинального значения $i_{qном}$.

Поддержание постоянства тока i_q можно показать и на основании следующих рассуждений: с ростом нагрузки происходит падение тока i_q, а соответственно с этим уменьшается и противо-э. д. с. e_d и ток i_d возрастает, так как разность $u_n — e_d$ увеличивается. Увеличение тока i_d вызывает, в свою очередь, возрастание тока i_q до заданного номинального значения. Таким же образом можно рассмотреть влияние и уменьшения нагрузки. С уменьшением нагрузки ток i_q возрастает, а вместе с ним увеличивается противо-э. д. с. e_d, что приводит к уменьшению тока i_d. При уменьшении тока i_d происходит падение тока i_q.

Рассмотрим уравнения статических режимов в преобразователе.

При постоянстве скорости вращения якоря преобразователя и ненасыщенных магнитных его цепях имеем

$$\left.\begin{aligned} e_d &= ki_q; \\ e_q &= ki_d \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.3)}$$

и

$$\left.\begin{aligned} u_n - e_d &= i_dR_n; \\ e_q &= i_q(R_н + R_n), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.4)}$$

где R_n — омическое сопротивление цепи якоря преобразователя;
$R_н$ — сопротивление нагрузки.

Подставив выражения (VIII.3) в уравнения (VIII.4), получим

$$i_q = \frac{ku_n}{R_н R_n + R_n^2 + k^2} \qquad (VIII.5)$$

и при $R_n = 0$ имеем

$$i_q = \frac{u_n}{k}. \qquad (VIII.5а)$$

Из выражений (VIII.5) и (VIII.5а) видно, что нарушение постоянства тока в цепи щеток $q — q$ происходит за счет падения напряжения

$$\Delta u_d = i_d R_n$$

на якоре преобразователя.

Для компенсации падения напряжения Δu_d в преобразователь вводится компенсационная обмотка $w_к$.

Э. д. с. компенсационной обмотки

$$e_к = k_к i_d,$$

где $k_к$ — коэффициент пропорциональности.

Тогда баланс напряжений в продольной цепи преобразователя будет

$$u_n = e_d - e_к + \Delta u_d = e_d + i_d(R_n - k_к). \qquad (VIII.6)$$

Подставив значение e_d из этого уравнения в выражение (VIII.3), получим

$$i_q = \frac{u_n - i_d(R_n - k_к)}{k}$$

и при равенстве э. д. с. $e_к$ и падения напряжения в якоре Δu_d имеем

$$i_q = \frac{u_n}{k} = \text{const}, \qquad (VIII.7)$$

что соответствует случаю полной компенсации преобразователя.

Применение компенсационной обмотки в преобразователе приводит к нарушению равенства моментов в машине и к появлению тормозного момента

$$\Delta M_m = cki_q i_d - ci_d \Phi_к - cki_q i_d = - ci_d \Phi_к. \qquad (VIII.8)$$

Для регулирования номинального значения тока i_q в машину вводится вариаторная обмотка $w_{вар}$, создающая добавочный поток по поперечной оси преобразователя

$$\Phi_{q\Sigma} = \Phi_q \pm \Phi_{вар}.$$

За счет взаимодействия потока вариаторной обмотки с потоком преобразователя по оси $d — d$ на якоре машины получается дополнительный двигательный или тормозной момент. Так, если поток вариаторной обмотки приводит к возрастанию тока i_q сверх установленного значения, то момент будет тормозным, в противном случае момент будет двигательным. Появление этих моментов может привести при недостаточной мощности приводного электродвигателя к уменьшению или увеличению скорости вращения преобразователя, что в свою очередь вызовет падение или возрастание тока i_q.

Для поддержания значения тока неизменным необходимо поддерживать постоянство оборотов преобразователя. Это достигается путем компенсации моментов, создаваемых компенсационной и вариаторной обмотками. Следует также заметить, что потери на трение и на вентиляцию электродвигателя вызывают тормозной момент преобразователя и также нуждаются в соответствующей компенсации. Для компенсации всех этих моментов в преобразователь вводится дополнительная, так называемая регуляторная, обмотка $w_{рег}$

Регуляторная обмотка подбирается таким образом, чтобы в преобразователе обеспечивалось равенство моментов

$$M_{Дв_м} + M_{рег} = M_{вар} + M_к + M_{тр} + M_{вент},$$

где $M_{Дв_м}$ — двигательный момент приводного электродвигателя;

$M_{рег}$ — двигательный момент, создаваемый регуляторной обмоткой;

$M_{тр}$ — момент от трения;

$M_{вент}$ — вентиляционный момент.

Для автоматического увеличения тока регуляторную обмотку включают последовательно с якорем приводного электродвигателя.

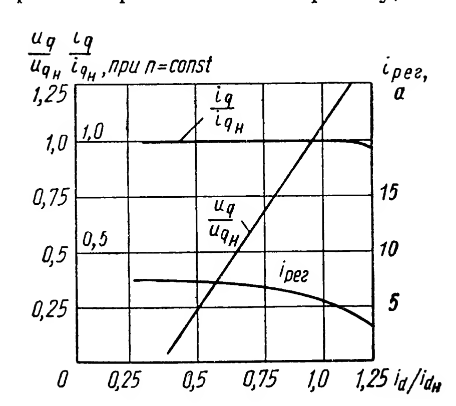
Тогда электродвигатель выполняет функции двигателя и регулятора.

Преобразователи поперечно-продольного поля обеспечивают постоянство тока i_q в продольной цепи при значительном диапазоне изменения нагрузки $\frac{i_d}{i_{d\ ном}}$.

На фиг. VIII.14 показаны экспериментально снятые статические характеристики преобразователя мощностью около 2 *квт*, нагруженного на электродвигатель постоянного тока с управлением по току возбуждения.

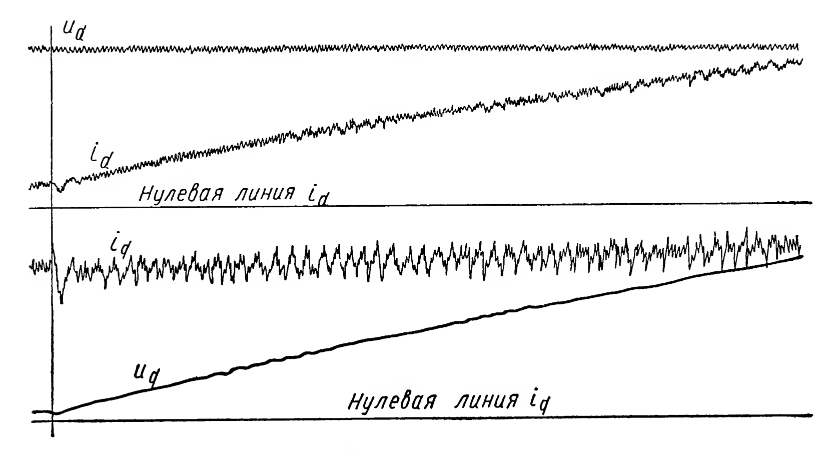
Постоянство тока в преобразователе поддерживается неизменным до значений примерно равных $\frac{i_d}{i_{d\ ном}} = 1,25$.

Для оценки влияния переходных режимов электродвигателей рассмотрим осциллограмму, снятую с преобразователя мощностью 2 *квт*, нагруженного на два электродвигателя. Как видно из фиг. VIII.15, при изменении скорости вращения электродвигателя, нагруженного номинальным моментом, от ω_{min} до ω_{max} сохраняется постоянство тока i_q с точностью $\pm(3 \div 4)\%$. Колебания момента нагрузки с малыми частотами и амплитудами оказывают небольшое влияние на переходные режимы в преобразователе из-за высокой степени компенсации двигательных и тормозных моментов в метадине. Высокочастотные колебания момента нагрузки сглаживаются инерционностью привода и также не влияют на переходные режимы преобразователя. Поэтому при рассмотрении в первом приближении переходных процессов в следящей системе с преобразователем уравнениями динамики в его продольной и поперечной цепях можно пренебречь.



Фиг. VIII.14. Статические характеристики преобразователя поперечно-продольного поля, имеющего номинальную мощность 2 *квт*.

Перейдем к рассмотрению возможных схем применения преобразователей поперечно-продольного поля в силовых следящих системах. Силовые электродвигатели следящих систем с преобразователями поперечно-продольного поля могут включаться по двум принципиально различным схемам: по диаметральной и по восьмерочной. При диаметральной схеме включения все электродвигатели следящих систем (количество их определяется лишь мощностью преобразователя) присоединяются последовательно к цепи щеток $q-q$ машины. При восьмерочной схеме группы



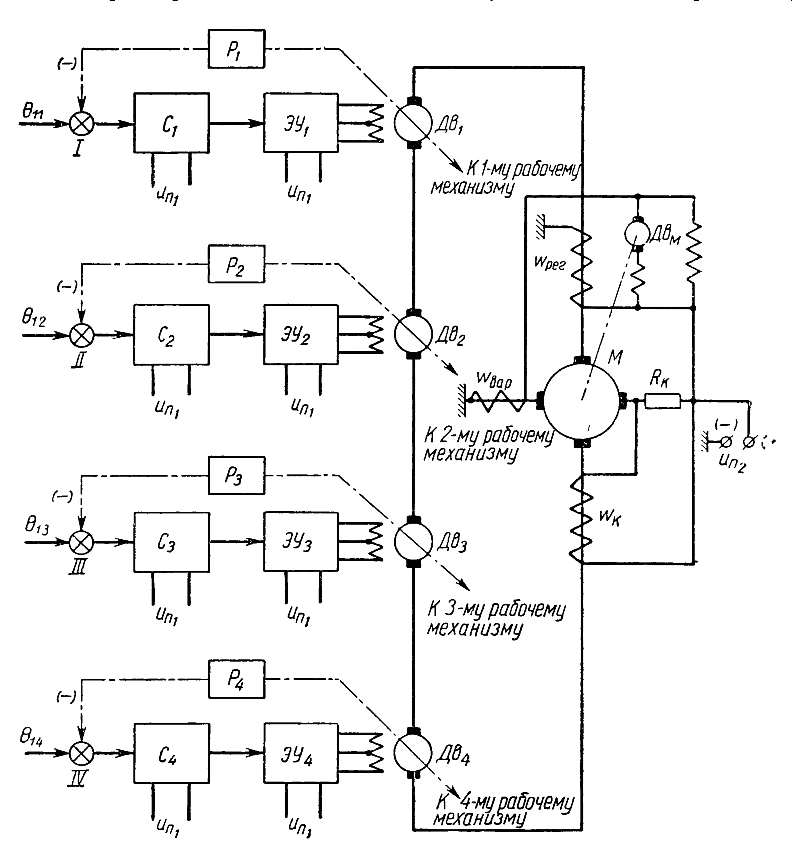
Фиг. VIII.15. Осциллограмма тока i_q в преобразователе при изменении скорости вращения электродвигателя до $\omega_{min}=0,1$ *град/сек*, до $\omega_{max}=50$ *град/сек*. Момент внешней нагрузки валу электродвигателя $M_n = 10$ *кГ·см* = const.

электродвигателей включаются последовательно друг с другом и присоединяются к двум парам смежных щеток.

На фиг. VIII.16 показана упрощенная принципиальная схема следящей системы при диаметральном включении четырех электродвигателей, а на фиг. VIII.17 — при восьмерочной схеме включения четырех силовых электродвигателей.

Система управления четырьмя рабочими механизмами (фиг. VIII.16) состоит из четырех следящих систем, имеющих в виде входного сигнала углы поворотов θ_{11}, θ_{12}, θ_{13} и θ_{14}. В каждую из схем входят: сельсинная схема C_i, электронный усилитель $ЭУ_i$ и редуктор P_i (где i принимает значение от 1 до 4). Питание сельсинов и электронного усилителя осуществляется переменным током повышенной частоты u_{n_1}. При восьмерочной схеме включения электродвигателей (фиг. VIII.17) две пары двигателей $Дв_1$ и $Дв_2$ включены между щетками *1* и *2* преобразователя, а двигатели $Дв_3$ и $Дв_4$ — между щетками *3* и *4*. Следящие системы (фиг. VIII.17) построены по тому же принципу, как и ранее рассмотренные.

Электродвигатели как в первой, так и во второй схемах являются независимыми друг от друга и управляются по току возбуждения от отдельных электронных усилителей и датчиков. Восьмерочная схема включения силовых электродвигателей имеет то преимущество, что ток i_d, протекающий через якорь

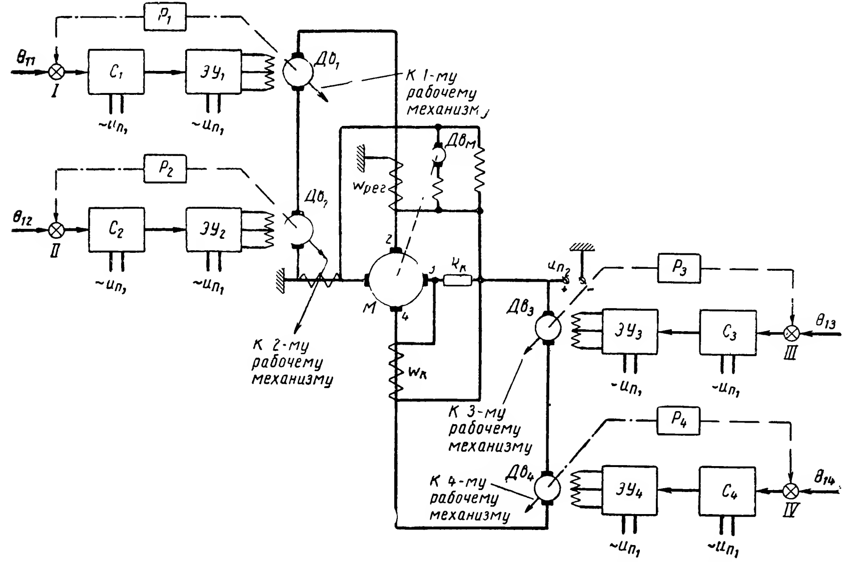


Фиг. VIII.16. Упрощенная диаметральная схема включения четырех электродвигателей в силовой следящей системе с преобразователем.

преобразователя, будет меньшим, нежели при использовании диаметральной схемы. Это позволяет уменьшить примерно на 30% геометрические размеры якоря преобразователя, а следовательно, и всей машины. Из рассмотрения упрощенных принципиальных схем следящих систем с преобразователями видно, что вес аппаратуры управления и ее стоимость существенно меньше, чем в аналогичной следящей схеме с электромашинными усилителями. Уменьшается также количество коллекторов и щеточных узлов электрических машин, что повышает надежность работы силовых следящих систем.

Для оценки преимуществ метадинного привода рассмотрим табл. VIII.1 сравнительных данных силовых следящих систем.

Из данных таблицы видно, что следящая система управления с метадинным приводом и электродвигателями, включенными по



Фиг. VIII.17. Упрощенная восьмерочная схема включения четырех электродвигателей в силовой следящей системе с пробразователем.

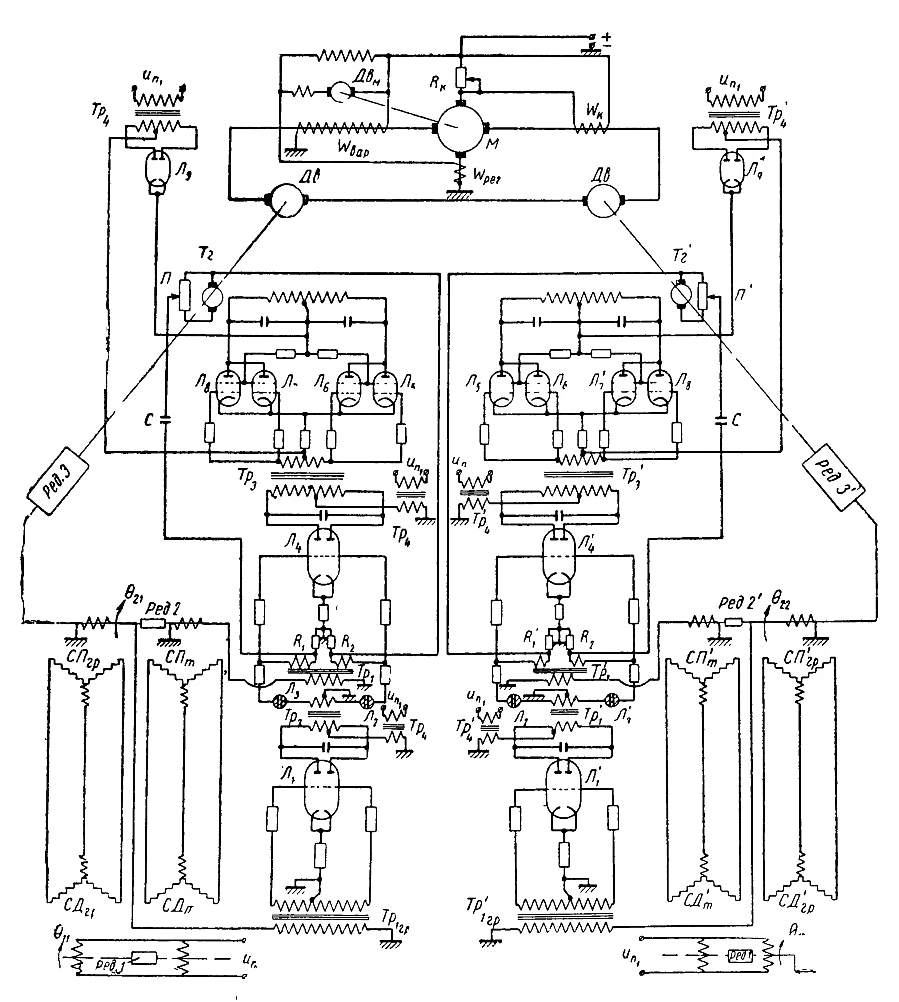
Таблица VIII.1

Сравнительные данные силовых следящих систем (для четырех силовых приводов)

Тип силовой следящей системы	Общее количество электрических машин постоянного тока	Общее количество коллекторов	Общая масса силовых агрегатов следящей системы в *кг*	Процент снижения массы[1]	Пределы регулирования скорости
С электромашинным усилителем	12	12	64	0	1:200
С преобразователем и диаметральной схемой включения силовых электродвигателей	6	6	44	30	1:500
С преобразователем и восьмерочной схемой включения силовых электродвигателей	6	6	34	48,5	1:450

[1] За 100% была принята масса агрегатов следящих систем с электромашинными усилителями.

восьмерочной схеме, является достаточно надежной. Масса агрегатов системы управления на 48,5% меньше массы агрегатов системы с электромашинными усилителями. Коэффициент



Фиг. VIII.18. Принципиальная схема двух независимых силовых синхронно-следящих систем с преобразователем поперечно-продольного поля.

регулирования по скорости в такой системе достаточно велик и составляет 1 : 450.

В качестве рабочих схем применения преобразователей рассмотрим принципиальную схему силовой следящей системы, предназначенной для управления вращением двух независимых выходных валов (фиг. VIII.18). В силовую следящую систему входят: преобразователь поперечно-продольного поля M, два

электродвигателя *Дв* и *Дв'*, два совершенно идентичных электронных усилителя и два двухканальных сельсинных устройства.

Каждое из сельсинных устройств состоит из точного и грубого сельсинов: $СД_{гр}$, $СП_{гр}$ и $СД_m$, $СП_m$.

Разделение каналов производится с помощью усилительного каскада на лампе $Л_1$ и двух неоновых ламп $Л_2$ и $Л_3$. Сигнал от сельсина канала точного отсчета усиливается предварительным каскадом усиления на лампе $Л_4$ и поступает на оконечный каскад, собранный на лампах $Л_5$, $Л_6$, $Л_7$ и $Л_8$. Как видно из фиг. VIII.18, сельсинные схемы и электронные усилители для управления электродвигателями совершенно идентичны. Поэтому будем рассматривать лишь одну систему.

Обмотка возбуждения силового электродвигателя *Дв* включена по дифференциальной схеме в виде нагрузки в оконечный каскад усиления электронного усилителя. Подробное описание схемы электронного усилителя было дано на стр. 436. Цепь якоря электродвигателя *Дв* включена по диаметральной схеме в поперечную цепь преобразователя последовательно с якорем электродвигателя *Дв'*. Оконечный каскад усилителя питается от выпрямителя $Л_9$ постоянным током. Двигатель *Дв* через редуктор *Ред. 3* связан с якорями сельсинов приемников.

В качестве корректирующего устройства в системе применены тахогенератор *Тг* и цепочка *RC*, состоящая из конденсатора *C* и двух сопротивлений R_1 и R_2.

2. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СИЛОВЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Силовые интегрирующие следящие системы нашли широкое применение в тех системах автоматического регулирования, в которых необходимо:

а) поддерживать постоянной линейную скорость движения протягиваемых лент, кабелей, проводов, наматываемых в рулоны или бухты;

б) обеспечивать постоянство натяжения протягиваемых лент, кабелей и проводов;

в) обеспечивать свободное движение лент с провисанием в виде петли для получения требуемой точности резки материала ножницами, исключая обрывы лент и т. п.;

г) обеспечивать с высокой степенью точности постоянство угловой скорости вращения барабанов и поворотных столов;

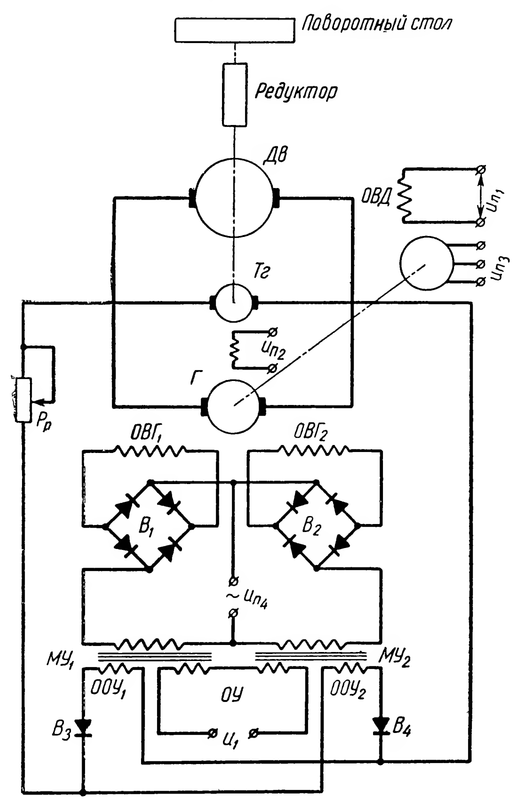
д) обеспечивать синхронность вращения валов рабочих механизмов, размещенных на значительных расстояниях друг от друга;

е) обеспечивать программное управление скоростью вращения барабанов и рабочих механизмов.

Подобного рода силовые следящие системы применяются: в прокатном производстве, бумагоделательных и полиграфических машинах, машинах для производства синтетических материалов,

подъемно-транспортных механизмах и других системах комплексной автоматизации.

Рассмотрим силовую интегрирующую следящую систему с магнитными усилителями для управления скоростью вращения поворотного стола, принципиальная схема которой показана на фиг. VIII.19 [10].

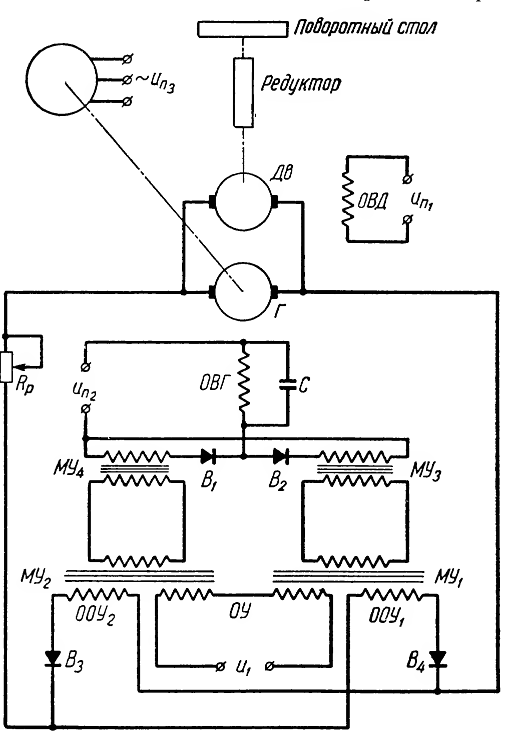


Фиг. VIII.19. Принципиальная схема силовой интегрирующей следящей системы для управления угловой скоростью поворотного стола с тахометрической обратной связью.

Принцип действия этой системы заключается в следующем: сигнал управления скоростью вращения поворотного стола поступает на последовательно соединенные обмотки управления магнитных усилителей $МУ_1$ и $МУ_2$ и после соответствующего усиления в зависимости от знака полярности сигнала управления на обмотки возбуждения генератора $ОВГ_1$ или $ОВГ_2$. Генератор $Г$ питает обмотку якоря силового электродвигателя $Дв$. В цепь тахогенератора обратной связи $Тг$ включен регулировочный реостат P_p и твердые выпрямители B_3 и B_4. Выпрямители B_3 и B_4 обеспечивают нужную полярность сигналов обратной связи, поступающих на обмотки управления $ООУ_1$ или $ООУ_2$ магнитного усилителя. Регулировочным реостатом подбирается необходимая степень обратной связи системы.

Рассмотренная схема системы управления электродвигателем обладает повышенным быстродействием. Так, например, при непосредственном управлении электродвигателем через обмотки генераторов $ОВГ_1$ или $ОВГ_2$ время пуска и реверса электродвигателя примерно в 1,5 раза больше, нежели в системе с управлением от магнитного усилителя. Повышение быстродействия системы с магнитным усилителем связано с форсировкой возбуждения генератора.

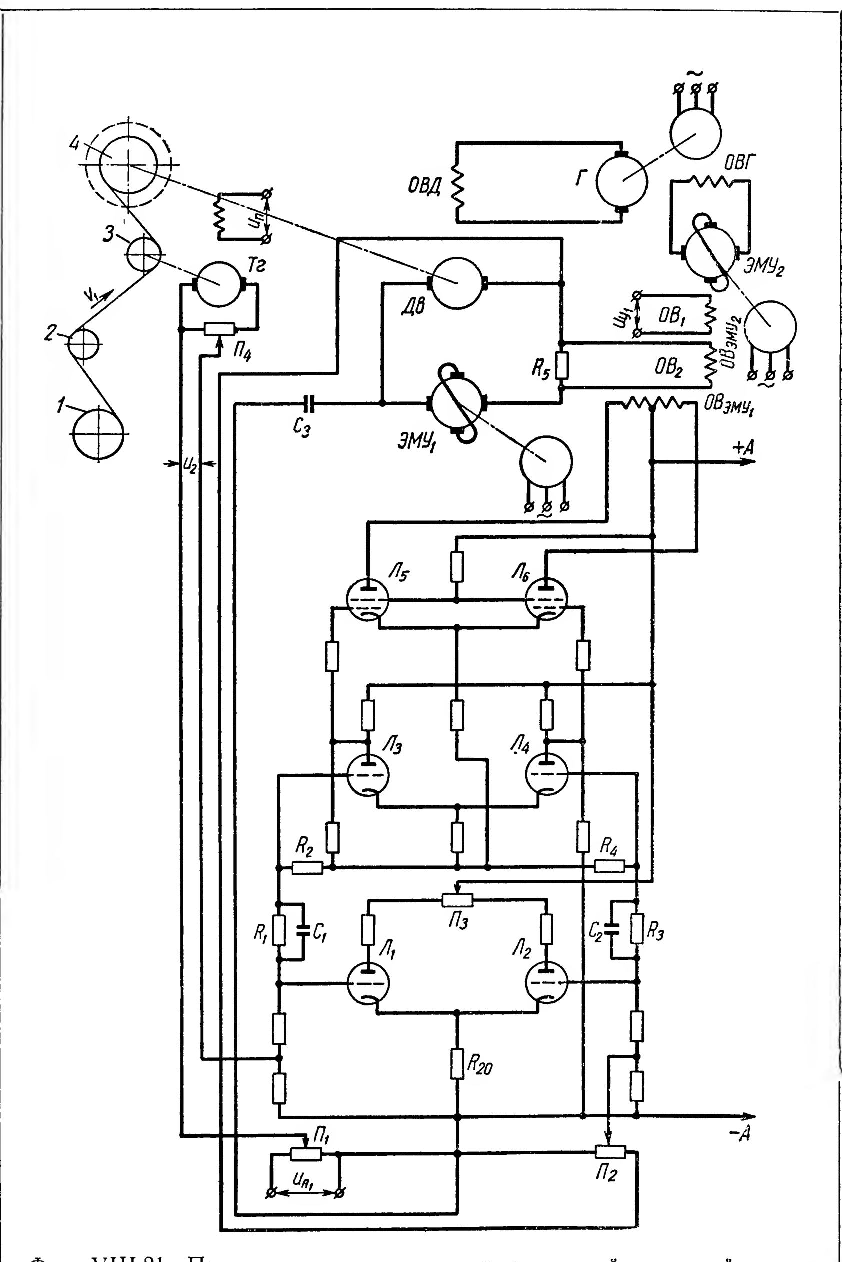
Для управления скоростью вращения поворотного стола может применяться и другая схема интегрирующей следящей системы (фиг. VIII.20). В ней отсутствует тахогенератор, а напряжение обратной связи снимается с клемм якоря генератора *Г*. Обмотка возбуждения генератора питается пульсирующим напряжением u_{n_2}. В остальном схема близка к ранее рассмотренной.



Фиг. VIII.20. Принципиальная схема силовой интегрирующей следящей системы для управления угловой скоростью поворотного стола с обратной связью по напряжению.

Если в данной схеме вместо магнитного усилителя применять электромашинный усилитель ЭМУ-12А, то быстродействие системы значительно ухудшается. Время разгона и торможения электродвигателя в системе с ЭМУ примерно в 1,5 раза больше, нежели в рассмотренной схеме с магнитными усилителями. Магнитные усилители в обеих схемах питаются напряжением с частотой в 50 *гц*. При повышении частоты питания магнитных усилителей до 200 *гц* можно несколько увеличить быстродействие работы системы [5], но это удается сделать только в том случае, когда постоянная времени магнитных усилителей $T_{МУ}$ не больше 0,1 $T_в$ (где $T_в$ — постоянная времени обмотки возбуждения генератора постоянного тока).

Принципиальная схема интегрирующей силовой следящей системы для намотки ленты показана на фиг. VIII.21. Следящая система поддерживает постоянство скорости движения ленты при изменении диаметра наматываемого на барабан рулона. Лента с барабана *1* через ролики *2* и *3* наматывается на барабан *4*. Натяжной ролик *3* связан с тахогенератором постоянного тока *Тг*, а барабан *4* — с силовым электродвигателем *Дв*. Якорь электродвигателя питается напряжением от электромашинного усилителя $ЭМУ_1$. Две дифференциально включенные обмотки



Фиг VIII.21. Принципиальная схема интегрирующей следящей системы для намотки ленты на барабан.

управления $ЭМУ_1$ включены на выходе электронного усилителя. Обмотка возбуждения электродвигателя *ОВД* питается от генератора постоянного тока *Г*, а обмотка возбуждения генератора от второго электромашинного усилителя $ЭМУ_2$. В обмотку возбуждения $ОВ_{эму_2}$ поступает напряжение, снимаемое с сопротивления R_5, включенного в главную цепь электрических машин.

Принцип действия системы заключается в следующем: электродвигатель *Дв* работает в режиме постоянной мощности, обеспечивая тем самым некоторое неизменное значение натяжения ленты. При намотке ленты на барабан происходит увеличение радиуса намотки r, а следовательно, возрастает линейная скорость движения протягиваемой ленты v ($v = r\omega$, где ω — угловая скорость вращения барабана *4*). С увеличением скорости движения ленты v растет напряжение u_2, снимаемое с якоря тахогенератора. Это напряжение сравнивается на входе электронного усилителя с напряжением задающего устройства u_1 *. В результате сравнения в системе образуется командное напряжение $\Delta u = u_1 - u_2$. Так как u_2 возрастает, то Δu уменьшается и ток в обмотке управления $ОВ_{эму_1}$ также уменьшается. Соответственно с этим упадет напряжение на выходе $ЭМУ_1$ и скорость вращения электродвигателя *Дв* замедлится, обеспечивая тем самым постоянство линейной скорости протягиваемого материала. Увеличение диаметра рулона приводит к возрастанию момента сопротивления, а следовательно, и к увеличению тока якоря электродвигателя.

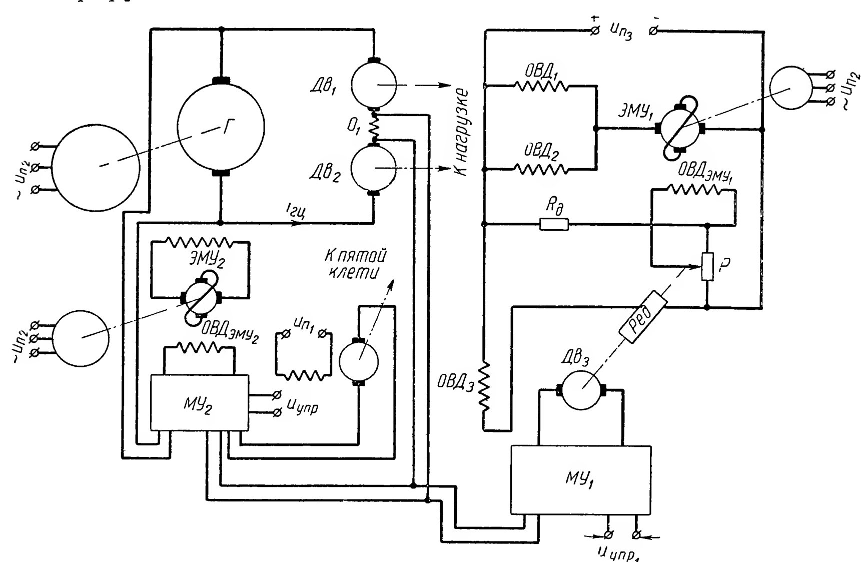
При увеличении тока якоря электродвигателя возрастает напряжение положительной обратной связи, снимаемое с сопротивления R_5. Ток в обмотке возбуждения электродвигателя возрастет, уменьшая скорость вращения электродвигателя *Дв*. В результате действия обратной связи по току в системе обеспечивается постоянство натяжения ленты. При намотке различных материалов в рулоны первоначальное значение тока возбуждения в обмотке *ОВД* устанавливается напряжением u_{y_1} (см. фиг. VIII.21). Для получения потребных запасов устойчивости по фазе и модулю в следящей системе применяются два типа корректурующих устройств: параллельное, состоящее из емкости C_3 и потенциометра $П_2$, и последовательное, состоящее из контуров R_1, C_1, R_2 и R_3, C_2, R_4. Для регулировки системы имеются потенциометры $П_1$, $П_3$ и $П_4$.

Рассмотренная следящая система обеспечивает намотку лент из полиэтилена с линейной скоростью, не превышающей 15 *м/сек*. Диапазон регулирования скорости барабана для намотки ленты различной толщины может изменяться в пределах

---

* Напряжение u_1 задающего устройства, пропорциональное линейной скорости протягиваемой ленты v, устанавливается оператором на пульте управления системы в зависимости от толщины протягиваемой ленты.

1 : 10. Существуют и более сложные схемы[1] систем управления приводом намоточных устройств. Так, например, в следящей системе намоточного устройства стана холодной прокатки, разработанной ЦКБ «Электропривод» ВНИИЭМ, применены в качестве агрегатов управления два электродвигателя мощностью по 550 *квт* каждый, силовой генератор, два электромашинных и четыре магнитных усилителя и ряд других устройств. В качестве интегрирующего элемента, обеспечивающего астатизм системы



Фиг. VIII.22. Упрощенная принципиальная схема следящей системы намоточного устройства прокатного стана.

управления натяжением, применен электродвигатель, перемещающий движок реостата. Следящая система обеспечивает намотку на барабаны стальных полос шириной 1 *м* и толщиной от 0,18 до 0,63 *мм* с максимальной скоростью около 25 *м/сек* и максимальным ускорением 2 *м/сек*². Максимальный вес наматываемого рулона может достигать 15 000 *кг*.

Упрощенная схема следящей системы намоточного устройства стана холодной прокатки показана на фиг. VIII.22. Для получения постоянного натяжения прокатываемой полосы необходимо выполнить два условия: а) поддерживать неизменным значение тока электродвигателей намоточного устройства; б) регулировать э. д. с. электродвигателей в зависимости от скорости движения ленты. Напряжение генератора *Г* регулируется в зависимости от скорости движения ленты с помощью $ЭМУ_2$ и $МУ_2$.

[1] См. Альшиц В. М. Электропривод моталки стана холодной прокатки с астатическим регулятором напряжения. Сб. статей «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Госэнергоиздат, 1960.

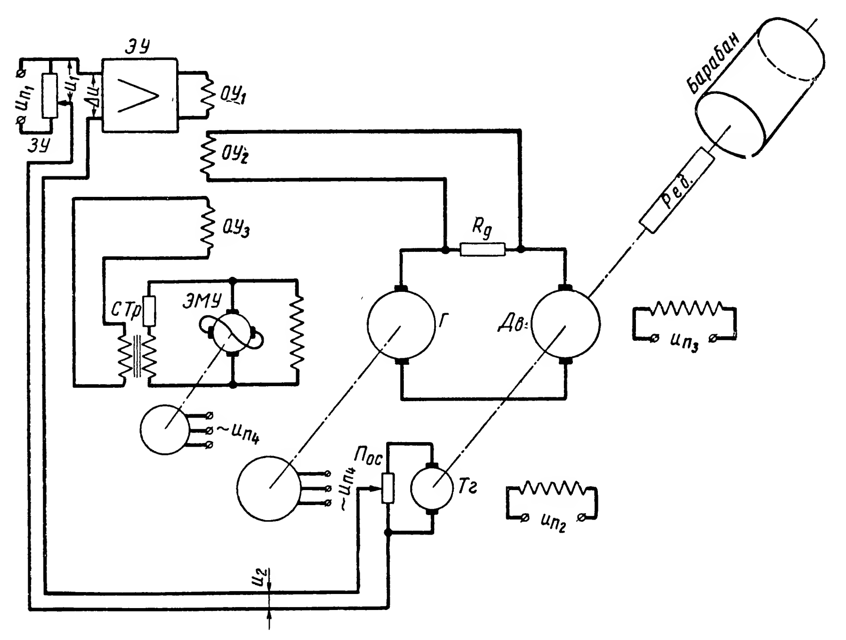
Меняя потоки возбуждения $ОВД_1$ и $ОВД_2$, удается получить постоянство э. д. с. электродвигателей. При увеличении радиуса намотки возрастает ток в главной цепи ($i_{гц}$) и выходное напряжение генератора падает. Соответственно с этим магнитный усилитель $МУ_2$, получающий напряжение с генератора и ток с цепи электродвигателей, воздействуя через $ЭМУ_2$ на генератор $Г$, восстанавливает требуемое значение силы тока $i_{гц}$.

Одновременно с увеличением тока главной цепи $i_{гц}$ и падением напряжения генератора снижается э. д. с. электродвигателей. Напряжение, снимаемое с обмотки O_1, сравнивается с установленным $u_{упр_1}$ и в виде сигнала разности поступает на магнитный усилитель $МУ_1$. На выходе магнитного усилителя $МУ_1$ включен электродвигатель $Дв_3$, который через редуктор *Ред.* приводит в движение ползунок реостата P, увеличивая ток в обмотке возбуждения $ЭМУ_1$. Напряжение на щетках продольной оси $ЭМУ_1$ увеличивается, что приводит к росту тока возбуждения электродвигателей $Дв_1$ и $Дв_2$, а следовательно, к уменьшению скорости их вращения. Автоматическое поддержание постоянства токов в главной цепи и в обмотках возбуждения электродвигателей обеспечивает постоянство натяжения наматываемой полосы.

В подъемно-транспортных механизмах и в ряде производственных процессов химической промышленности требуется поддерживать скорость вращения барабанов постоянной или ее изменять по определенной программе. Одна из систем, предназначенная для этих целей, показана на фиг. VIII.23. Управление скоростью осуществляется при помощи задающего устройства *ЗУ* и тахогенератора обратной связи *Тг*. Сигналы задающего устройства и тахогенератора сравниваются, и сигнал разности поступает на выход в электронный усилитель. После усиления сигнал поступает в *ЭМУ* и далее в генератор $Г$, который питает обмотку якоря электродвигателя. Степень обратной связи системы регулируется потенциометром $П_{ос}$. Для получения нужных показателей качества в системе применено корректирующее устройство (стабилизирующий трансформатор *СТр* и обмотка управления $ОУ_3$ в *ЭМУ*). В тех случаях, когда момент сопротивления барабана будет изменяться, что связано с технологическим процессом производства или колебаниями нагрузки на транспортере, происходит соответствующее изменение тока главной цепи и сигнал по току, снимаемый с сопротивления R_g, поступая на обмотку $ОУ_2$ будет поддерживать постоянство тока в цепи генератор — электродвигатель.

В ряде производственных процессов применяются такие силовые следящие системы, в которых при протягивании тонких лент должно обеспечиваться свободное провисание ленты на отдельных участках ее движения. На фиг. VIII.24 показана схема следящей системы с двумя участками провисания ленты, применяемая в летучих ножницах для резки луженой жести [5].

Луженая жестяная лента с барабана 1 с помощью валков 2 и 3 поступает с последней клети на резку в ножницы. Как видно из фиг. VIII.24, на двух участках механизма протяжки установлены фотоэлементы $ФЭ_1$ и $ФЭ_2$ с соответствующими осветительными устройствами $ОС_1$ и $ОС_2$. Величина провисания ленты ре-

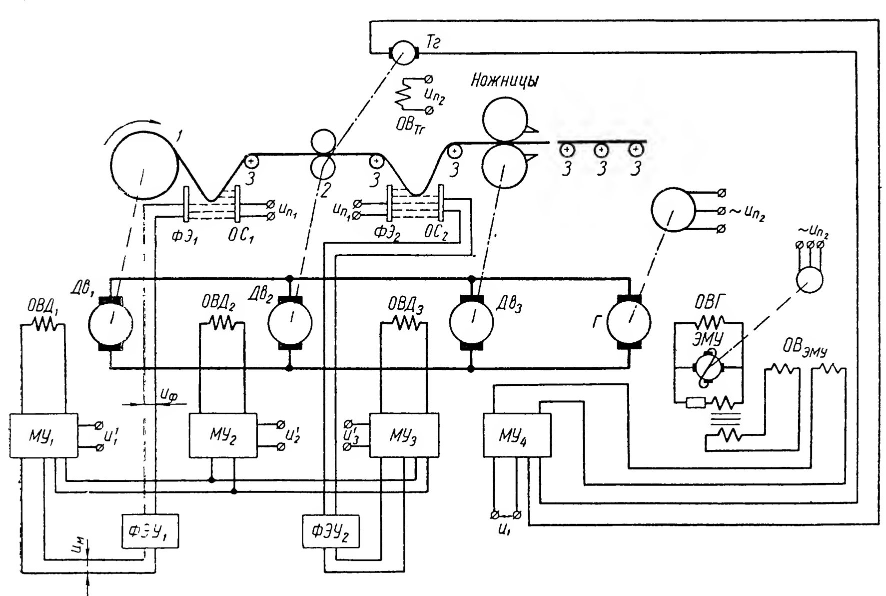


Фиг. VIII.23. Упрощенная принципиальная схема следящей системы для управления угловой скоростью барабана.

гулируется с помощью изменения скорости вращения электродвигателей $Дв_1$, $Дв_3$. Электродвигатели управляются от одного генератора $Г$ с возбуждением от электромашинного усилителя $ЭМУ$, который, в свою очередь, возбуждается магнитным усилителем $МУ_4$. При увеличении провисания ленты более должного уровня уменьшается количество света, поступающего на блок фотоэлементов. Соответственно с этим уменьшаются напряжения $u_ф$ и $u_м$. На входе магнитного усилителя $МУ_1$ происходит сравнение полученного напряжения $u_м$ с заданным напряжением u'_1. В рассматриваемом нами случае при увеличении провисания ленты напряжение разности увеличивается, что приводит к росту тока в обмотке возбуждения электродвигателя $Дв_1$ и электродвигатель уменьшает скорость вращения барабана. С падением скорости вращения барабана уменьшается величина провисания ленты.

При малом провисании ленты напряжения $u_ф$ и $u_м$ увеличиваются, что приводит к уменьшению напряжения разности, а

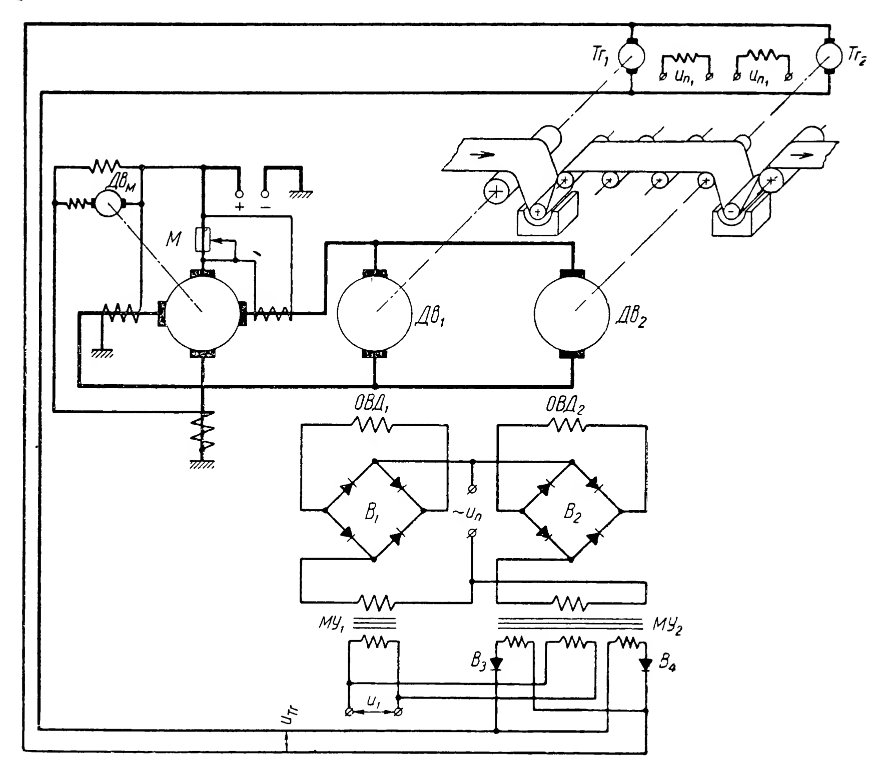
следовательно, к падению тока возбуждения в обмотке $ОВД_1$. Соответственно с этим двигатель $Дв_1$ увеличивает скорость вращения барабана и лента будет набегать, увеличивая величину провисания до заданного уровня. Данная система регулирования скорости подачи ленты с провисанием обеспечивает непрерывность поступления материала, исключая обрывы ленты при ее резке летучими ножницами. Точность резки листов получается достаточно высокой.



Фиг. VIII.24. Упрощенная принципиальная схема следящей системы для подачи луженой жести в летучие ножницы.

В заключение настоящего параграфа рассмотрим следящую систему, применяемую для согласования скорости вращения барабанов бумагоделательной машины, принципиальная схема которой показана на фиг. VIII.25. В качестве агрегата управления силовым приводом в системе использован преобразователь продольно-поперечного поля $М$ с диаметральной схемой включения двух электродвигателей $Дв_1$ и $Дв_2$. Будем считать, что двигатель $Дв_1$ и тахогенератор $Тг_1$ являются задающими, под скорость вращения которых должна быть подрегулирована скорость вращения двигателя $Дв_2$ и соединенного с ним вала тахогенератора $Тг_2$. Тахогенераторы $Тг_1$ и $Тг_2$ включены по дифференциальной схеме, и разность их напряжений поступает на вход в магнитный усилитель $МУ_2$ второй секции. Это напряжение сравнивается с заданным u_1. Усиленное $МУ_2$ напряжение разности $u_1 - u'_{Тг}$ поступает на обмотку возбуждения $ОВД_2$, доводя скорость вращения электродвигателя $ДВ_2$ до заданной.

Данная следящая система обеспечивает: а) плавное изменение скорости вращения электродвигателей секций; б) устойчивую работу электродвигателей в диапазоне регулирования скоростей, равных 1 : 20.



Фиг. VIII.25. Упрощенная принципиальная схема силовой интегрирующей следящей системы бумагоделательной машины.

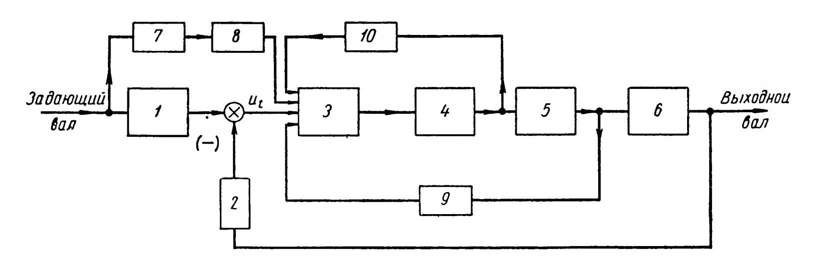
Применяя в подобного рода схемах корректирующие устройства, можно получить высокие значения статических коэффициентов усиления и при линейных скоростях подачи бумаги 500—700 *м/мин* обеспечить точность поддержания скорости около 0,1 %.

3. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В гл. VI, п. 10 были рассмотрены особенности работы приборных следящих систем с комбинированным управлением и приведены их принципиальные и структурные схемы. Структурные схемы и принципы построения силовых следящих систем с комбинированным управлением мало чем отличаются от при-

борных. Однако принципиальные схемы силовых следящих систем комбинированного типа имеют весьма существенные отличия от приборных. Так, например, в силовых комбинированных следящих системах применяются ограничители сигнала (по току или напряжению); включаются в схемы более сложные корректирующие устройства как последовательного, так и параллельного типов.

В качестве примера силовой системы с комбинированным управлением рассмотрим типовую синхронно-следящую систему [2]. Блок-схема такой типовой системы показана на фиг. VIII.26. Задающий вал следящей системы связан с ротором



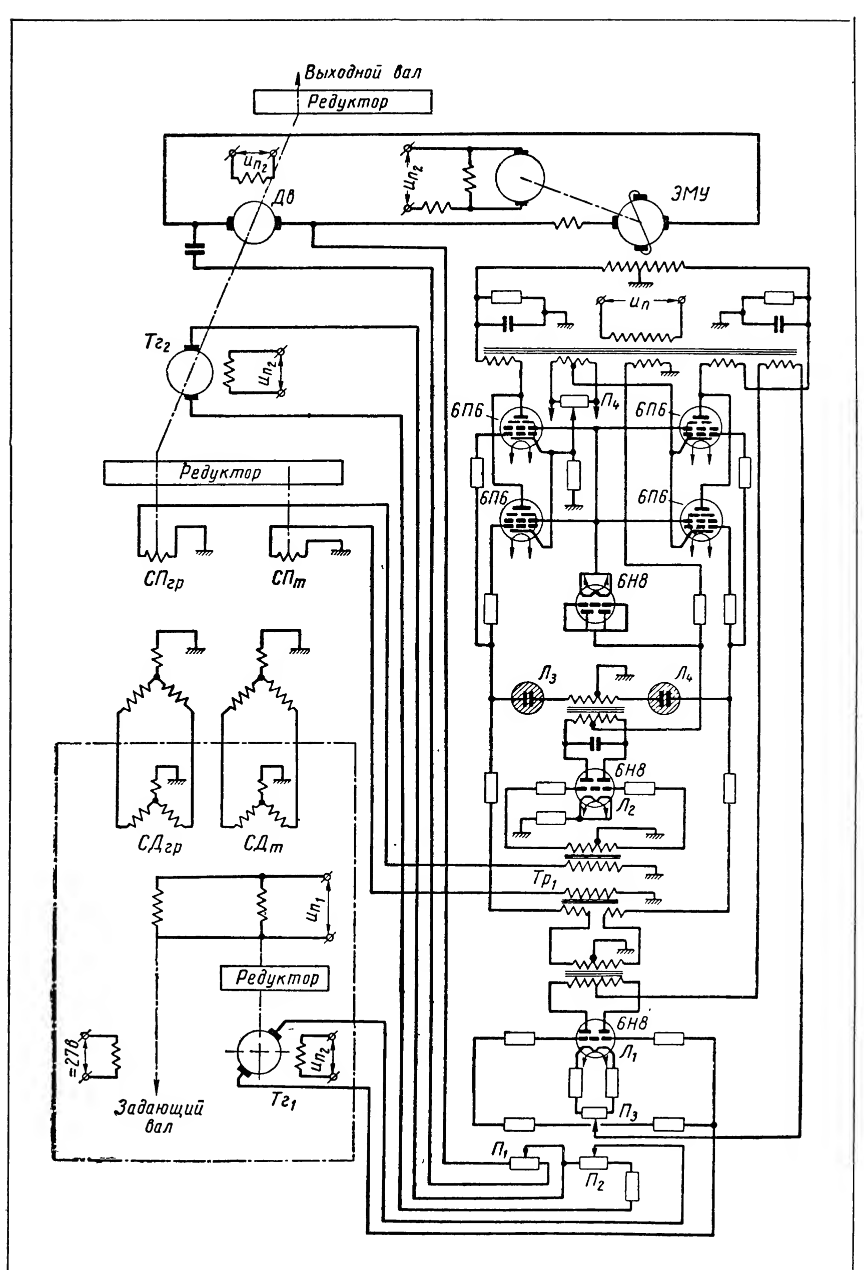
Фиг VIII.26. Блок-схема типовой синхронно-следящей системы с комбинированным управлением:

1 — сельсин-датчик; *2* — сельсин-приемник; *3* — электронный усилитель; *4* — усилитель мощности; *5* — электродвигатель привода; *6* — редуктор; *7* — редуктор задающего тахогенератора, *8* — задающий тахогенератор, *9* — тахогенератор отработки скорости вала электродвигателя, *10* — корректирующее устройство.

сельсина-датчика *1*, а выходной вал с ротором сельсина-приемника *2*. Напряжение на выходе сравнивающего устройства, пропорциональное углу рассогласования, усиливается электронным усилителем *3* и усилителем мощности *4*. На выходе усилителя мощности *4* включен электродвигатель *5* привода, который через редуктор *6* связан с ротором сельсина *2*. Сигнал, пропорциональный скорости задающего вала, через редуктор *7* и тахогенератор *8* поступает на усилитель *3*. Сигнал скорости отработки вала электродвигателя через тахогенератор *9* поступает также на вход усилителя *3*, где и сравнивается с сигналом, пропорциональным скорости вращения задающего вала. В качестве корректирующего устройства *10* в системе применен четырехполюсник.

На фиг. VIII.27 показана полная принципиальная схема такой силовой синхронно-следящей системы с комбинированным управлением. Эта система имеет также два канала управления — грубый и точный. Разделение каналов выполняется в электронном усилителе с помощью неоновых ламп $Л_3$ и $Л_4$ и усилительного каскада $Л_2$.

Накладываемые обычно ограничения по моменту нагрузки на задающий вал системы не позволяют применять значительных



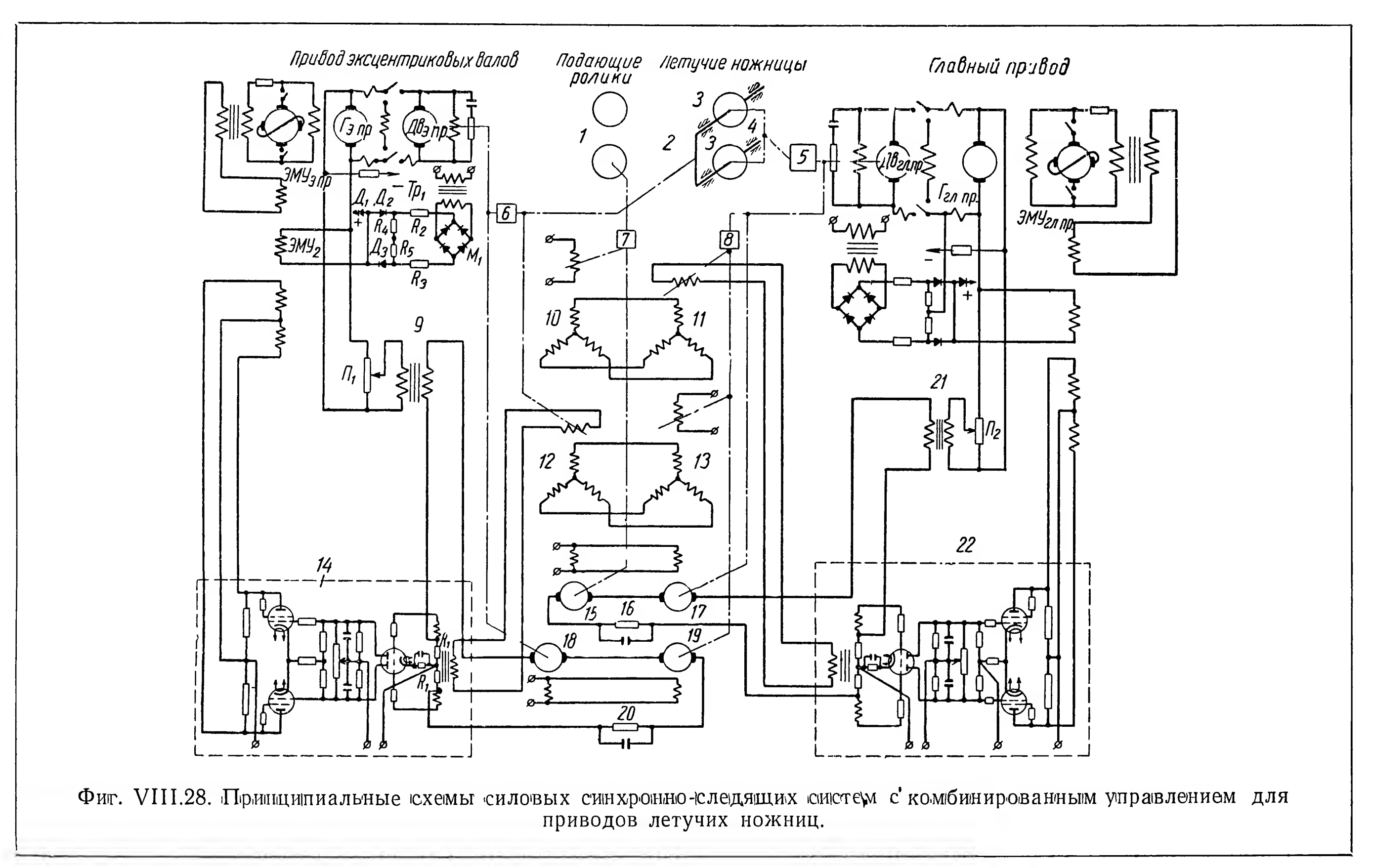
Фиг. VIII.27. Принципиальная схема силовой синхронно-следящей системы с комбинированным управлением и двумя тахогенераторами.

передаточных отношений от входного вала к валу задающего тахогенератора. Поэтому для увеличения величины сигнального напряжения, снимаемого с задающего тахогенератора, приходится включать в схему дополнительный каскад усиления на лампе $Л_1$. Аноды ламп $Л_1$ и $Л_2$, как и аноды остальных ламп, питаются переменным током. Для связи дополнительного усилителя с основным применен междуламповый трансформатор $Тр_1$. Регулировка сигнального напряжения, снимаемого с выходного тахогенератора, обеспечивающая в системе астатизм второго порядка, производится потенциометром $П_2$. В схеме предусмотрена регулировка напряжения обратной связи, осуществляемая с помощью потенциометра $П_1$.

В качестве второго примера системы комбинированного управления рассмотрим принципиальную схему силовой синхронно-следящей системы летучих ножниц, разработанную ЦНИИТМАШем. Летучие ножницы предназначены для автоматической резки сортового металла, движущегося со скоростью от 2 до 6 *м/сек*, на мерные длины 2, 4, 6 *м* и т. д. Автоматическая непрерывная резка листов с высокой точностью резания (порядка 0,5—1 *мм* на отрезанный лист) осуществляется двумя силовыми синхронно-следящими системами — главного привода и привода эксцентриковых валов. Взаимодействие элементов следящих систем летучих ножниц показано на фиг. VIII.28.

Ножи, режущие металл *3*, укреплены на барабанах *4*. Барабаны приводятся во вращение от электродвигателя главного привода $Дв_{гл.пр}$ через редуктор *5*. Они вращаются на двух эксцентриковых валах *2* в подшипниках, установленных в станине летучих ножниц. Эксцентриковые валы приводятся во вращение через редуктор *6* от отдельного привода, именуемого далее везде в тексте приводом эксцентриковых валов. Вал электродвигателя главного привода соединяется с валом тахогенератора *17* и через четырехскоростной редуктор *8* к нему присоединяются сельсины *11*, *13* и тахогенератор *19*. С торцами нижнего и верхнего эксцентриковых валов соединяются сельсины *10* и *12*, которые электрически связаны с сельсинами *11* и *13*. Подающие ролики *1* через многоскоростной редуктор *7* связаны с валами сельсина *10* и тахогенератора *15*. Тахогенератор *18* связан с валом электродвигателя привода эксцентриковых валов. Рассмотрим принцип действия сельсинно-следящей системы привода эксцентриковых валов.

На вход первого каскада электронного усилителя *14* поступает сигнал от сельсинов, пропорциональный углу рассогласования между эксцентриковым валом и валом барабана. С помощью тахогенераторов *18* и *19* происходит сравнение скоростей вращения эксцентрикового вала и вала главного привода. Сигнал разности напряжений от тахогенераторов также поступает на первый каскад усиления электронного усилителя *14*. Усиленные первым каскадом усиления сигнальные напряжения от сель-



Фиг. VIII.28. Принципиальные схемы силовых синхронно-следящих систем с комбинированным управлением для приводов летучих ножниц.

синов и тахогенераторов поступают на второй каскад усиления. На выходе второго каскада усиления включены по дифференциальной схеме обмотки управления $ЭМУ_{э.пр}$. В цепь продольных щеток $ЭМУ_{э.пр}$ включена обмотка возбуждения генератора $Г_{э.пр}$, питающего электродвигатель привода эксцентриковых валов $Дв_{э.пр}$. С помощью такой схемы удается осуществить высокую точность поддержания синфазности и синхронности эксцентриковых валов летучих ножниц.

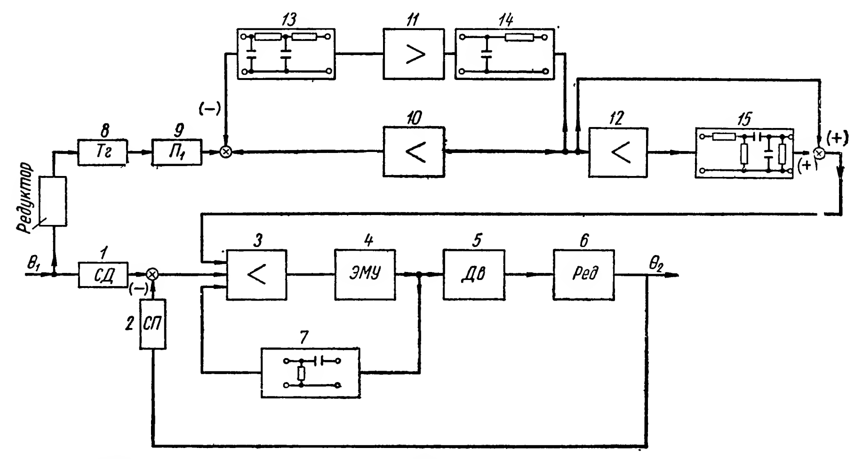
В синхронно-следящей системе эксцентрикового привода предусмотрено включение двух типов корректирующих устройств, обеспечивающих заданные требования по качеству протекания переходного процесса и точности регулирования. Корректирующее устройство параллельного типа состоит из дифференцирующего трансформатора *9* и двух сопротивлений R_1. В корректирующее устройство последовательного действия, кроме двух тахогенераторов *18* и *19*, включена цепочка *20* типа *RC*. В схему введено противоперегрузочное устройство, обеспечивающее ограничение тока в электродвигателе $Дв_{э.пр}$. В противоперегрузочное устройство входит трансформатор $Тр_1$, мост диодов $М_1$, диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$, обмотка генератора $Г_{э.пр}$ и обмотка управления $ЭМУ_2$. С помощью выбора сопротивлений R_2, R_3, R_4 и R_5 в такой схеме можно обеспечить потребный диапазон ограничения тока.

Для поддержания синфазности и синхронности валов главного привода, как уже ранее указывалось, применяется следящая система главного привода. По принципу действия эта система мало чем отличается от ранее рассмотренной. Управляющий сигнал и в этой системе формируется в виде двух напряжений: напряжения, пропорционального углу рассогласования сельсинов *10* и *11*, и напряжения, пропорционального разности скоростей вращения тахогенераторов *15* и *17*. Электронный усилитель *22* также двухкаскадного типа с питанием анодов ламп постоянным током. Усилителями мощности в следящей системе главного привода являются $ЭМУ_{гл.пр}$ и генератор постоянного тока $Г_{гл.пр}$. В схему системы включены два типа корректирующих устройств (параллельного и последовательного *16*) и устройство ограничения тока.

Обе эти следящие системы обеспечивают высокие требования по синхронности и синфазности вращения валов подающих роликов главного привода и привода эксцентриковых валов; поэтому летучие ножницы и производят резку металла на заданные мерные длины с высокой степенью точности. Для перехода на другие мерные длины существует специальное задающее устройство, связанное с роторами сельсинов-датчиков.

В заключение рассмотрим схему силовой следящей системы с комбинированным управлением, обеспечивающую высокий порядок астатизма относительно управляющего сигнала (фиг. VIII.29).

Электронные усилители постоянного тока *10*, *11* и *12* с корректирующими устройствами *13*, *14* и *15* формируют сигнал управления системы. Коэффициенты усиления электронных усилителей *10*, *11* и *12* и постоянные времени корректирующих устройств выбираются таким образом, чтобы результирующая передаточная функция формирующих устройств была близка к



Фиг. VIII.29. Блок-схема силовой синхронно-следящей системы с комбинированным управлением и одним тахогенератором:

1 — сельсин-датчик; *2* — сельсин-приемник; *3* — усилитель переменного тока; *4* — электромашинный усилитель (*ЭМУ*); *5* — электродвигатель; *6* — редуктор; *7* — корректирующее устройство; *8* — тахогенератор; *9* — регулировочный потенциометр; *10*, *11*, *12* — электронные усилители постоянного тока; *13*, *14*, *15* — корректирующие устройства.

обратному значению передаточной функции контура системы, состоящего из электронного *3* и электромашинного *4* усилителей, электродвигателя *5* и параллельного корректирующего устройства *7*. Устойчивость и требуемое качество регулирования следящей системы в режиме отработки наперед заданного угла рассогласования обеспечиваются параметрами корректирующего устройства *7*.

4. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ПОЗИЦИОННЫХ СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Пользуясь статическими и динамическими характеристиками силовых синхронно-следящих систем, можно выбрать такие параметры агрегатов, входящих в систему, при которых получаются требуемые запасы устойчивости по фазе, модулю и требуемые показатели качества и точности регулирования. Анализ устойчивости, точности и качества регулирования синхронных следящих систем следует производить при различных, наиболее неблагоприятных сочетаниях производственных допусков на параметры агрегатов.

При анализе устойчивости и качества регулирования необходимо учитывать также нелинейности в статических характеристиках. Так, например, нелинейные характеристики типа «люфта» в механических передачах силовых следящих систем приводят к незатухающим низкочастотным колебаниям выходных валов с амплитудами, в ряде случаев превышающими значения люфтов. Другим источником низкочастотных колебаний в системах могут быть нелинейные характеристики типа «насыщение» в электронных или электромашинных усилителях. Амплитуда колебаний выходных валов в этих случаях достигает нескольких градусов, и следящие системы становятся неработоспособными. Недостаточная жесткость механических передач (редукторов) в следящих системах может также привести к незатухающим колебаниям выходных валов с относительно большими частотами и малыми амплитудами. Большая частота колебания выходных валов приводит к износу шестерен редукторов и щеток силовых электродвигателей, что приводит к резкому сокращению гарантийных сроков работы следящих систем.

Характеристики точности регулирования силовых следящих систем принято строить при отработке командным валом вполне определенных типовых сигналов.

Как правило, эти характеристики строятся при отработке системой командного сигнала, изменяющегося по линейному или параболическому законам. Следует указать, что в качестве других типовых сигналов иногда принимаются командные сигналы, изменяющиеся по синусоидальному или некоторому другому гармоническому закону, представляющему собой сумму синусоидальных и косинусоидальных составляющих.

Построение характеристик переходного процесса в системе обычно производится при отработке командным валом единичного управляющего сигнала.

В ряде случаев в качестве типового воздействия применяется управляющий сигнал, изменяющийся в функции времени по трапецеидальным или параболическим законам.

Рассмотрим методику составления линейных дифференциальных уравнений и передаточных функций на примере силовой синхронно-следящей системы с усилителем мощности на тиратронах. Принципиальная схема этой силовой следящей системы представлена на фиг. VIII.2. Пользуясь обозначениями, приведенными на фиг. VIII.4, составим линейные дифференциальные уравнения переходных процессов в агрегатах системы.

Для угла рассогласования следящей системы $\delta(t)$ имеем

$$\delta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t). \qquad \text{(VIII.9)}$$

Напряжение, снимаемое с ротора сельсина-приемника, можно найти по следующей зависимости:

$$u_t = k_t \sin\delta, \qquad \text{(VIII.10)}$$

где k_t — постоянная сельсинов.

Постоянная сельсинов определяется по статической характеристике сельсинного устройства (фиг. VIII.30, *а*).

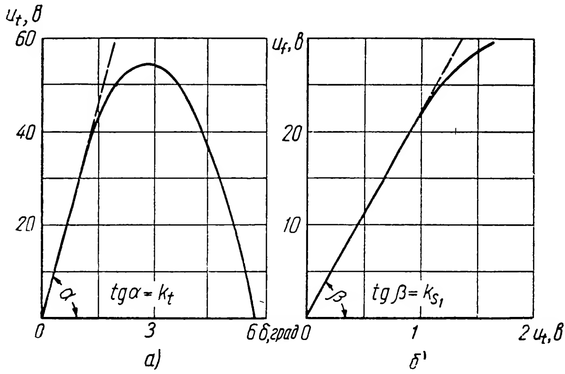
Имея в виду, что в следящей системе при нормальной ее работе углы рассогласования по точному каналу слежания невелики и не превосходят 0,5—1°, можно считать

$$\sin\delta \approx \delta$$

и зависимость (VIII.10) запишется в виде

$$u_t = k_t \delta(t). \qquad \text{(VIII.11)}$$





Фиг. VIII.30. Статические характеристики агрегатов силовой синхронно-следящей системы:

а — сельсинной схемы точного канала; *б* — электронного усилителя.

Напряжение на выходе электронного усилителя

$$u_{s_1} = k_{s_1} u_t, \qquad \text{(VIII.12)}$$

где k_{s_1} — коэффициент усиления электронного усилителя.

Коэффициент усиления k_{s_1} определяется по статической характеристике электронного усилителя (фиг. VIII.30, *б*).

Напряжение u_{s_1} суммируется с напряжением u_{s_2}, поступающим от корректирующего устройства, т. е.

$$u_s = u_{s_1} + u_{s_2}. \qquad \text{(VIII.13)}$$

Корректирующее устройство, состоящее из дифференцирующего трансформатора и *RC*-фильтра, описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$k_{s_2}\left(k_1 \frac{du_t}{dt} + k_2 \frac{d^2u_t}{dt^2}\right) = T_1 T_2 \frac{d^2u_{s_2}}{dt^2} + (T_1 + T_2)\frac{du_{s_2}}{dt} + u_{s_2}, \qquad \text{(VIII.14)}$$

где k_{s_2} — коэффициент усиления электронного усилителя по корректирующему сигналу;

k_1 и k_2 — коэффициент пропорциональности;

T_1 и T_2 — постоянные времени *RC*-фильтра.

Результирующее напряжение u_s поступает через фазирующий четырехполюсник на сетки тиратронного усилителя. Дифференциальное уравнение, описывающее переходный процесс в тиратронном усилителе и фазирующем четырехполюснике, запишем в упрощенном виде:

$$T_m \frac{du_{Дв}}{dt} + u_{Дв} = k_m u_s, \qquad \text{(VIII.15)}$$

где $u_{Дв}$ — напряжение на якоре электродвигателя;

k_m — коэффициент усиления тиратронного усилителя;

T_m — постоянная времени тиратронного усилителя.

Напряжение $u_{Дв}$, поступающее на электродвигатель $Дв$ представляет собой сумму двух напряжений:

$$u_{Дв} = u_{Дв_1} + u_{Дв_2}, \qquad \text{(VIII.16)}$$

где

$$u_{Дв_1} = (R_g + R_n)\, i_{Дв} + L_g \frac{di_{Дв}}{dt};$$

$$u_{Дв_2} = k_e \frac{d\theta_{Дв}}{dt};$$

здесь R_g и L_g — сопротивление и индуктивность цепи якоря электродвигателя;

R_n — добавочное сопротивление в цепи электродвигателя;

k_e — постоянная противо-э. д. с. электродвигателя;

$i_{Дв}$ — ток в цепи якоря электродвигателя;

$\theta_{Дв}$ — угол поворота вала электродвигателя.

Уравнение движения вала электродвигателя с учетом момента инерции подвижных частей исполнительного механизма имеет вид

$$J_n \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} = M_{Дв} - M_c, \qquad \text{(VIII.17)}$$

где J_n — приведенный к валу электродвигателя момент инерции подвижных частей исполнительного механизма;

$M_{Дв}$ — движущий момент электродвигателя;

M_c — полный момент сопротивления исполнительного механизма и электродвигателя.

Приведенный момент инерции J_n может быть определен по следующей формуле:

$$J_n = J_{Дв} + \frac{J_м}{i_p^2},$$

где $J_{Дв}$ — момент инерции якоря электродвигателя;

$J_м$ — момент инерции рабочего механизма;

i_p — передаточное число редуктора.

Движущий момент электродвигателя независимого возбуждения пропорционален току якоря, т. е.

$$M_{Дв} = k_м i_{Дв}, \qquad \text{(VIII.18)}$$

где $k_м$ — моментная постоянная электродвигателя.

Будем считать, что полный момент сопротивления определяется следующей формулой:

$$M_c = k_v \frac{d\theta_{Дв}}{dt} + \frac{M_n(t)}{i_p}, \qquad \text{(VIII.19)}$$

где k_v — момент скоростного трения электродвигателя и исполнительного механизма;

$M_n(t)$ — момент нагрузки на выходном валу следящей системы.

Подставив в формулу (VIII.17) зависимости (VIII.18) и (VIII.19), получим

$$J_n \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} + k_v \frac{d\theta_{Дв}}{dt} + \frac{M_n(t)}{i_p} = k_м i_{Дв}. \qquad \text{(VIII.20)}$$

Угол поворота якоря электродвигателя связан с углом поворота выходного вала следящей системы с помощью передаточного отношения редуктора

$$\frac{\theta_2}{\theta_{Дв}} = \frac{1}{i_p}. \qquad \text{(VIII.21)}$$

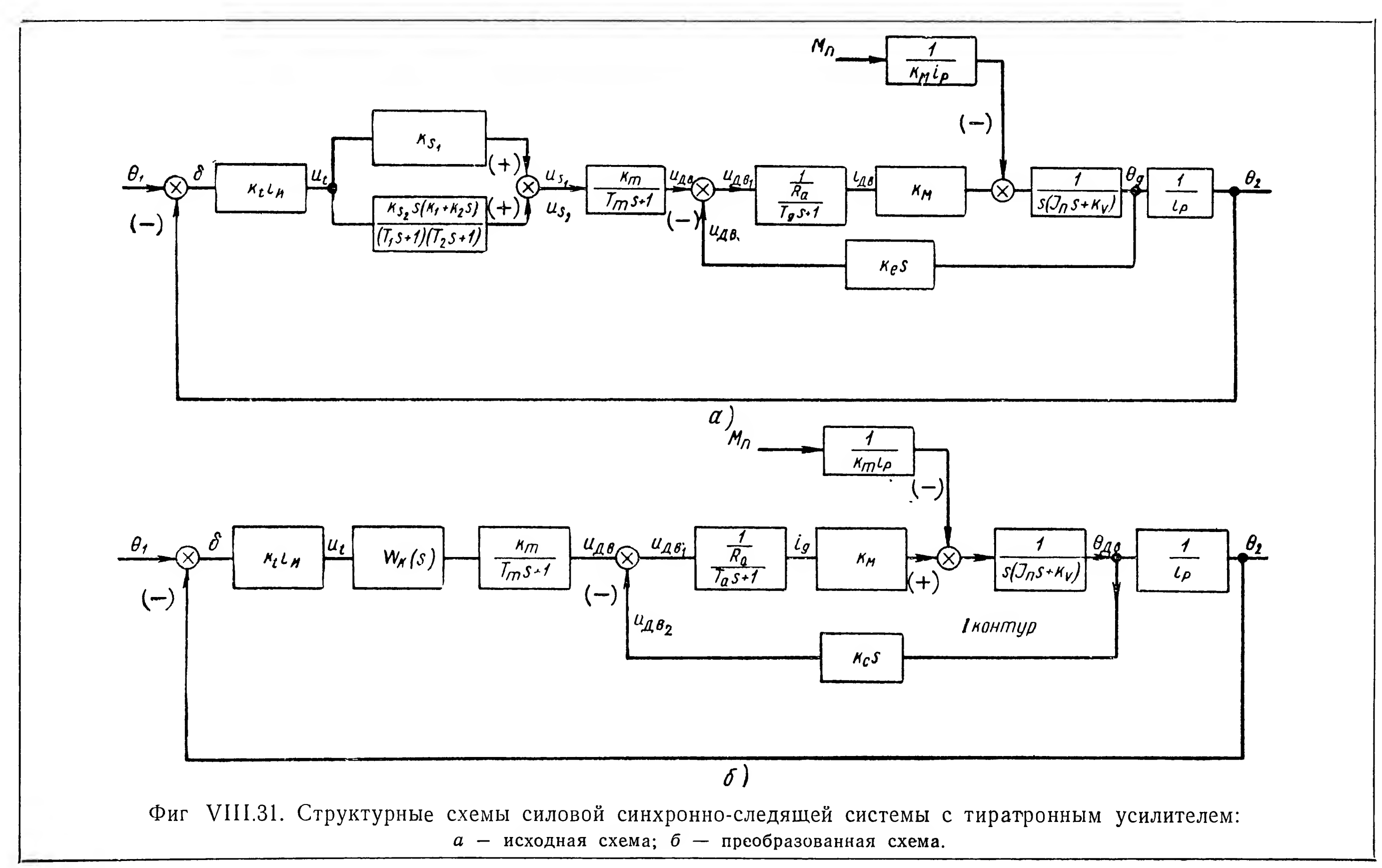
Передаточные функции отдельных элементов системы, согласно уравнениям имеют вид

$$\left.\begin{aligned} W_1(s) &= \frac{U_t(s)}{\Delta(s)} = k_t i_p; \\ W_2(s) &= \frac{U_{s_1}(s)}{U_t(s)} = k_{s_1}; \\ W_3(s) &= \frac{U_{s_2}(s)}{U_t(s)} = \frac{k_{s_2} s (k_1 + k_2 s)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}; \\ W_4(s) &= \frac{U_{Дв}(s)}{U_s(s)} = \frac{k_m}{T_m s + 1}; \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.22*)}$$

---

* Переменные, обозначенные заглавными буквами, представляют собой изображения функций. Например, для оригинала функции $\delta(t)$ изображение записывается в виде $\Delta(s)$, а для $u_t(t)$ — в виде $U_t(s)$ и т. д. Изображение $\Delta_t(s)$ связано с оригиналом функции $\delta(t)$ следующей зависимостью:

$$\Delta(s) = \int_0^\infty \delta(t) e^{-st} dt \text{ при } t > 0.$$



Фиг VIII.31. Структурные схемы силовой синхронно-следящей системы с тиратронным усилителем: *а* — исходная схема; *б* — преобразованная схема.

$$\left.\begin{aligned}
W_5(s) &= \frac{I_{Дв}(s)}{U_{Дв_1}(s)} = \frac{\frac{1}{R_a}}{T_g s + 1};\\
W_6(s) &= \frac{U_{Дв_2}(s)}{\Theta_{Дв_2}(s)} = k_e s;\\
W_7(s) &= \frac{\Theta_{Дв}(s)}{I_{Дв}(s)} = \frac{k_м}{s(J_n s + k_v)};\\
W_8(s) &= \frac{\Theta_2(s)}{\Theta_{Дв}(s)} = \frac{1}{i_p},
\end{aligned}\right\} \qquad (VIII.22)$$

где

$$T_g = \frac{L_g}{R_g + R_n}; \quad R_a = R_g + R_n.$$

Пользуясь этими передаточными функциями, нетрудно составить структурную схему силовой синхронно-следящей системы (фиг. VIII.31, *а*). Заменив два параллельно соединенных звена на структурной схеме одним звеном, получим преобразованную структурную схему (фиг. VIII.31, *б*), где через $W_к(s)$ обозначена передаточная функция корректирующего устройства:

$$W_к(s) = \frac{U_s(s)}{U_t(s)} = k_{s_1} + \frac{k_{s_2} s (k_1 + k_2 s)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

или

$$W_к(s) = \frac{k_{s_1}(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \qquad (VIII.23)$$

где

$$T = \sqrt{T_1 T_2 + k_2 \frac{k_{s_2}}{k_{s_1}}}$$

и

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + k_1 \frac{k_{s_2}}{k_{s_1}}}{2\sqrt{T_1 T_2 + k_2 \frac{k_{s_2}}{k_{s_1}}}}.$$

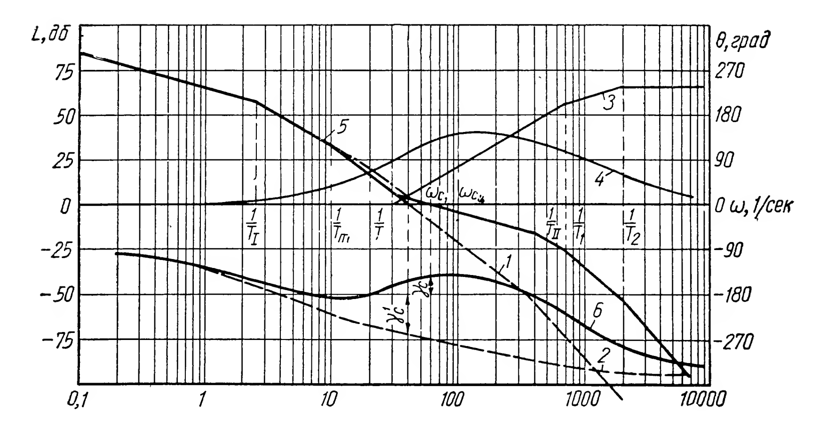
Как и раньше (см. гл. VI), вычислим передаточную функцию внутреннего контура (фиг. VIII.31, *б*) и затем всей системы в виде

$$\Theta_2(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)} \Theta_2(s) - \frac{V(s)}{1 + W(s)} M_n(s), \qquad (VIII.24)$$

где

$$W(s) = \frac{\dfrac{k_t i_u k_{s_1} k_m k_{Дв}}{i_p} (T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}{s(T_I s + 1)(T_{II} s + 1)(T_m s + 1)(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)};$$

$$V(s) = \frac{\dfrac{R_a k_{Дв}}{i_p^2 k_м}}{s(T_I s + 1)(T_{II} s + 1)}.$$



Фиг. VIII.32. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой силовой следящей системы с тиратронным приводом:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции системы без корректирующего устройства; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики контура, построенные по передаточной функции $W_к(j\omega)$; *5* и *6* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики всей разомкнутой системы.

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы для значений параметров:

$$T_I = 0{,}8\ сек; \quad i_p = 650;$$

$$T_m = 0{,}1\ сек; \quad k_{Дв} = 6\ рад/в \cdot сек;$$

$$T_{II} = 0{,}00143\ сек; \quad k_m = 5;$$

$$k_t i_u = 1700\ в \cdot сек/рад; \quad k_{s_1} = 25{,}5$$

в предположении, что последовательное корректирующее устройство имеет передаточную функцию

$$W_к(j\omega) = \frac{(0{,}033 j\omega)^2 + 2 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}033 j\omega + 1}{(0{,}0025 j\omega + 1)(0{,}0005 j\omega + 1)}.$$

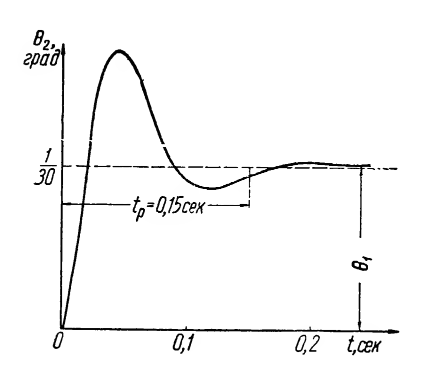
Тонкими сплошными линиями на фиг. VIII.32 показаны логарифмические амплитудная $|W_к(j\omega)|$ и фазовая $\theta_к(\omega)$ частотные характеристики корректирующего устройства. Резуль-

тирующие частотные характеристики показаны на этой же фигуре жирными сплошными линиями.

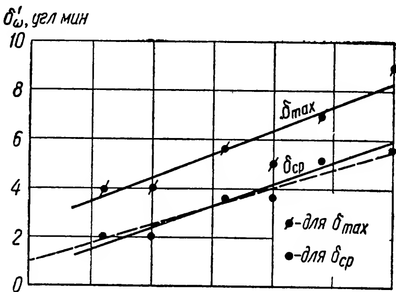
Как видно из фигуры, система в замкнутом состоянии устойчива и ее запасы устойчивости по фазе $\gamma = 35°$ и модулю +16 и —16 *дб*.

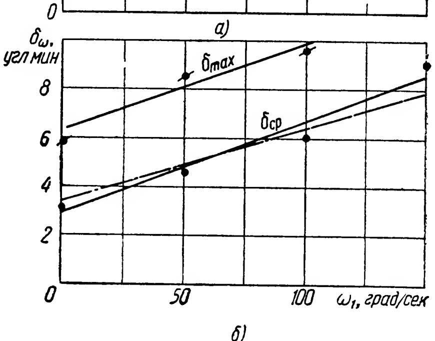
Характеристика протекания переходного процесса систем $\theta_2(t)$, построенная при отработке единичного управляющего воздействия $\theta_1(t) = \frac{1}{30} \cdot$ *град*, показана на фиг. VIII.33.

Как видно из фиг. VIII.33, время протекания переходного процесса $t_p = 0{,}15$ *сек* и максимум перерегулирования $\sigma_{max} = 68\%$. Для получения характеристик точности работы системы запишем ее передаточную функцию относительно ошибки в виде



Фиг. VIII.33. Характеристика протекания переходного процесса в силовой следящей системе с тиратронным приводом при отработке единичного управляющего воздействия.





Фиг. VIII.34. Характеристика кинетической точности силовой следящей системы с тиратронным приводом:

а — «электрические» значения углов рассогласования; *б* — геометрические углы рассогласования.

$$\Delta(s) = \frac{1}{1 + W(s)} \Theta_1(s) + \frac{V(s)}{1 + W(s)} M_n(s). \qquad \text{(VIII.25)}$$

В установившемся режиме из выражений (VIII.25) и (VIII.24) можно получить

$$\delta'_\omega = \frac{i_p}{k_t i_u k_{s_1} k_m k_{Дв}} \omega_1 + \frac{R_a}{k_t i_u k_{s_1} k_m i_p} M_n, \qquad \text{(VIII.26)}$$

где ω_1 — угловая скорость вращения задающего вала;

δ'_ω — установившееся значение угла рассогласования.

Характеристики точности, вычисленные по формуле (VIII.26), показаны на фиг. VIII.34, *а* пунктирной линией.

Угол рассогласования δ'_ω, вычисляемый по формуле (VIII.26), именуется «электрическим углом рассогласования», т. е. углом рассогласования сельсинов, приведенных к выходному валу, без учета инструментальной погрешности сельсинов и люфтов в редукторе. С учетом ошибок, вызванных погрешностями датчиков и люфтов в механической передаче, эта формула примет вид

$$\delta_\omega = \frac{i_p}{k_t i_u k_{s_1} k_m k_{Дв}}\,\omega + \frac{R_a}{k_t i_u k_{s_1} k_m k_м i_p}\cdot M_n + \frac{\mu_0}{i_u} + \delta_0, \qquad (VIII.27)$$

где μ_0 — инструментальная погрешность сельсинов;

δ_0 — угол рассогласования от люфтов в механической передаче.

Угол δ_ω называют геометрическим углом рассогласования, так как он определяет взаимное расположение задающего и выходного валов следящей системы. По формуле (VIII.27) можно вычислить значения кинематических углов рассогласования в силовой следящей системе. Будем считать, что силовая следящая система имеет следующие параметры:

$$k_t = 54{,}8\ в/рад;\quad R_a = 8\ ом;$$

$$k_{s_1} = 25{,}5;\quad i_p = 650;\quad k_m = 5;\quad i_u = 31;$$

$$k_м = 1\cdot 10^{-2}\ кГ\cdot м/а;\quad \mu_0 = \pm 0{,}75^\circ;\quad M_n = 50\ кГ\cdot м;\ \delta_{0_{cp}} = 0{,}04^\circ,$$

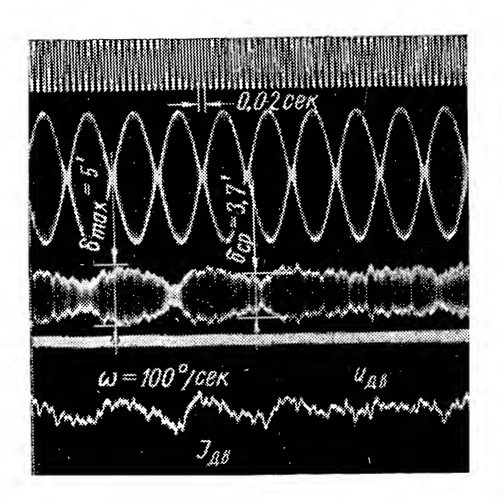
тогда

$$\delta_\omega = 0{,}0005\omega_1 + 0{,}016 + 0{,}04^\circ. \qquad (VIII.28)$$

На фиг. VIII.34, *б* пунктиром показаны характеристики кинематической точности следящей системы, вычисленные по этой формуле.

Осциллограмма углов рассогласования в следящей системе при отработке режима постоянной скорости $\omega_1 = 100$ *град/сек* и моменте внешней нагрузки $M_n = 50$ *кГ · м* приведены на фиг. VIII.35. Углы рассогласования получены расшифровкой значений напряжений, снятых с ротора сельсина-приемника. Здесь же на осциллограмме показаны числовые значения углов рассогласования $\delta_{max} = 5$ угл. мин.; $\delta_{min} = 2$ угл. мин. и $\delta_{cp} = 3{,}7$ угл. мин. Сняв осциллограммы углов рассогласования при других значениях угловых скоростей задающего вала, можно построить характеристики кинематической точности силовой следящей системы. На фиг. VIII.34,*а* точками показаны экспериментально снятые значения углов рассогласования в силовой следящей системе, входной вал которой нагружен внешним постоянным моментом $M_n = 50$ *кГ · м*, а входной вал вращается с постоянными фиксированными значениями угловой скорости. Про-

ведя через эти точки сплошные линии, получим экспериментальные характеристики кинематической точности следящей системы. Из сравнения этих характеристик с расчетными видно, что вычисленные по формуле (VIII.28) значения кинематических углов рассогласования достаточно близко совпадают со снятыми с осциллограмм средними значениями кинематических углов рассогласования. Максимальные значения кинематических углов рассогласования примерно в 2 раза превышают средние значения и в значительной степени определяются качеством изготовления редукторов.



Фиг. VIII.35. Осциллограмма углов рассогласования в силовой следящей системе с тиратронным приводом при внешнем нагружающем моменте на выходном валу $M_n = 50$ *кГ·м* и постоянной угловой скорости задающего вала $\omega_1 = 100$ *град/сек*.

Переменность момента трения на выходном валу и люфтов в силовом редукторе приводят к некоторым колебаниям угла рассогласования, вызванного нарушением плавности хода выходного вала. Особенно сильно это проявляется в силовых следящих системах при малых значениях момента внешней нагрузки. Величину колебаний углов рассогласования можно оценить по числовым значениям минимального δ_{min} и максимального δ_{max} углов рассогласования. Весьма часто оценку точности следящих систем производят по так называемым средним значениям углов рассогласования. Средние значения углов рассогласования определяются по приближенной формуле

$$\delta_{cp} = \frac{\Sigma\delta_{max} + \Sigma\delta_{min}}{2n},$$

где $2n$ — число замеров;

$\Sigma\delta_{max}$ и $\Sigma\delta_{min}$ — суммы значений максимальных и минимальных углов рассогласования.

Для получения расчетным путем числовых значений максимальных углов рассогласования необходимо учитывать дополнительную динамическую составляющую ошибки системы δ_g.

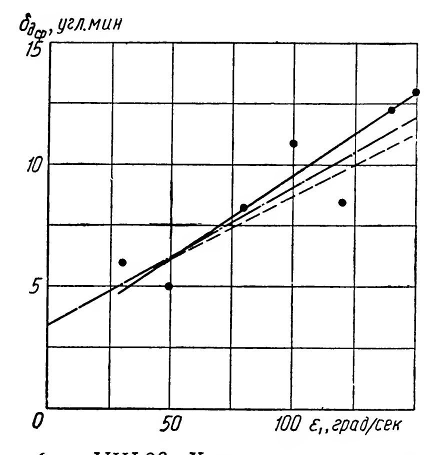
Геометрические значения углов рассогласования, определенные из экспериментов, показаны на фиг. VIII.36 точками. Проведя через эти точки прямую, можно получить истинную характеристику точности работы системы.

Характеристики динамической точности в силовых следящих системах весьма часто строятся при отработке командным валом нескольких значений постоянных ускорений ε_1. Тогда динамическая ошибка («геометрический угол рассогласования») системы может быть определена по формуле

$$\delta_g(t) = \frac{i_p}{k_t i_u k_{s_1} k_m k_{Дв}} \omega_1 + \frac{i_p}{k_t i_u k_{s_1} k_m k_{Дв}} \left[T_I + T_{II} + T_m + T_1 + T_2 - \right.$$
$$\left. - \left(2\zeta T + \frac{i_p}{k_t i_u k_{s_1} k_m k_{Дв}} \right) \right] \varepsilon_1 + \frac{R_a}{k_t i_u k_{s_1} k_M k_m i_p} M_n + \frac{\mu_0}{i_u} + \delta_0, \qquad \text{(VIII.29)}$$

где ε_1 — угловое ускорение задающего вала.

Характеристики динамической точности силовой следящей системы[1] с тиратронным приводом, вычисленные по формуле (VIII.29), показаны на фиг. VIII. 36 штрих-пунктирной линией, а сплошной линией построена экспериментально снятая характеристика геометрических углов рассогласования. Как видно, характеристики динамической точности, полученные расчетным и экспериментальным способами, практически совпадают.



Фиг. VIII.36. Характеристика динамической точности силовой следящей системы с тиратронным приводом.

Для определения полосы пропускания следящей системы построим логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики замкнутой системы

$$\Phi(j\omega) = \frac{W(j\omega)}{1 + W(j\omega)}.$$

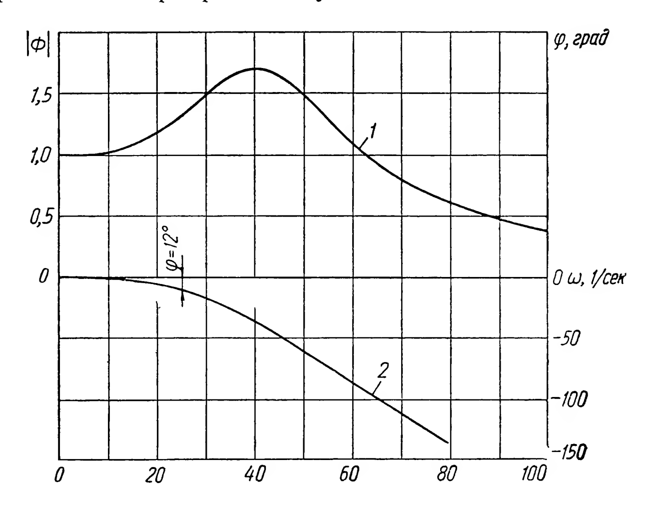
---

[1] Для вычисления характеристик динамической точности следящих систем можно рекомендовать пользоваться логарифмическими амплитудными характеристиками (фиг. VIII.32). Коэффициент добротности системы по скорости D_ω определяется частотой ω, получаемой на продолжении низкочастотной части логарифмической характеристики, имеющей наклон 20 *дб/дек*; коэффициент добротности системы по ускорению D_ε определяется как квадрат частоты ω^*. Частота ω^* определяется на продолжении низкочастотной части логарифмической характеристики, имеющей наклон — 40 *дб/дек*. Тогда динамическая ошибка

$$\delta_g = \frac{1}{D_\omega} \omega_1 + \frac{1}{D_\varepsilon} \varepsilon_1 + \delta_m. \qquad \text{(VIII.29')}$$

Вычисленные по этой формуле характеристики динамической точности нанесены штриховой линией на фиг. VIII.36. Как видно из фиг. VIII.36, характеристики динамической точности, полученные по формулам (VIII.29) и (VIII.29'), достаточно близки друг к другу.

Амплитудная и фазовая характеристики замкнутой системы приведены на фиг. VIII.37. Из фигуры видно, что при полосе пропускания, равной 25 1/*сек*, фазовый сдвиг составляет 12°, что еще раз свидетельствует о высоких динамических свойствах следящего привода с тиратронным усилителем.



Фиг. VIII.37. Амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутой силовой следящей системы с тиратронным приводом:

1 — амплитудная характеристика $|\Phi(j\omega)|$; *2* — фазовая характеристика $\varphi(\omega)$.

Перейдем теперь к рассмотрению динамических и статических характеристик силовой синхронно-следящей системы с электромашинными усилителями. Как и ранее, будем иметь

$$\delta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) \qquad \text{(VIII.30)}$$

и

$$u_t = k_t \delta(t). \qquad \text{(VIII.31)}$$

Напряжение, поступающее от сельсина-приемника на вход электронного усилителя, суммируется с напряжением корректирующего устройства системы u_c:

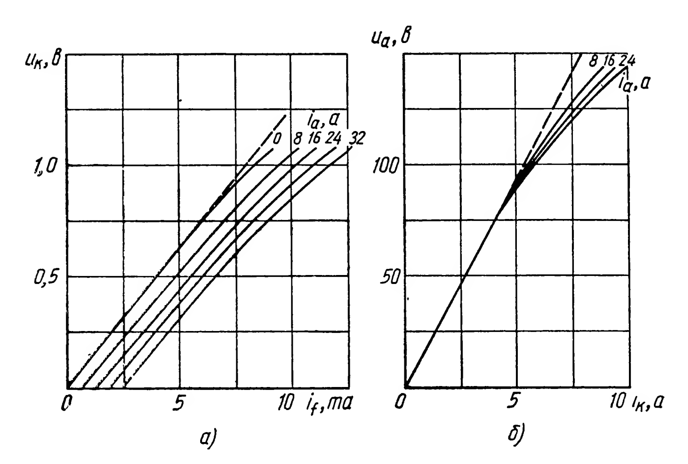
$$u_w = u_t - u_c. \qquad \text{(VIII.32)}$$

Результирующее напряжение u_w усиливается электронным усилителем и поступает на управляющие обмотки электромашинного усилителя:

$$u_f = k_s u_w, \qquad \text{(VIII.33)}$$

где k_s — коэффициент усиления электронного усилителя.

Коэффициент усиления k_s определяется по статической характеристике электронного усилителя. Напряжение u_f усиливается электромашинным усилителем, представляющим собой двухкаскадный усилитель мощности. Первый каскад усиления — управляющая обмотка и поперечная цепь якоря; второй каскад — поперечная и продольная цепи якоря.



Фиг. VIII.38. Статические характеристики электромашинного усилителя:

а — для первого каскада усиления; *б* — для второго каскада усиления.

Уравнение, описывающее переходные процессы в электромашинном усилителе, можно представить в следующем виде:

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \pm M \frac{di_a}{dt}, \qquad \text{(VIII.34)}$$

где R_f и L_f — сопротивление и индуктивность управляющей обмотки;

i_f — ток возбуждения электромашинного усилителя;

i_a — ток главной цепи системы (электромашинный усилитель — силовой электродвигатель привода исполнительного механизма);

M — коэффициент взаимоиндуктивности обмотки якоря с управляющей обмоткой при наличии недокомпенсации или перекомпенсации реакции якоря электромашинного усилителя. При недокомпенсации знак перед M следует брать положительным, а при перекомпенсации — отрицательным.

Рассмотрим статические характеристики первого каскада усиления электромашинного усилителя, имеющего недокомпенсацию реакции якоря (фиг. VIII.38, *а*).

Аппроксимируя статические характеристики $u_к = f(i_f;\ i_a)$ прямыми, получим уравнение следующего вида:

$$u_к = k_к i_f - k_\rho i_a, \qquad \text{(VIII.35)}$$

где $k_к$ — коэффициент усиления первого каскада электромашинного усилителя;

k_ρ — коэффициент, учитывающий действие реакции якоря.

Составим уравнение переходного процесса для поперечной цепи якоря электромашинного усилителя в виде

$$u_к = R_к i_к + L_к \frac{di_к}{dt}, \qquad \text{(VIII.36)}$$

где $R_к$ и $L_к$ — сопротивление и индуктивность поперечной цепи якоря электромашинного усилителя;

$i_к$ — ток поперечной цепи.

Пользуясь аппроксимированными статическими характеристиками второго каскада электромашинного усилителя (фиг. VIII.38,*б*), легко найти коэффициент усиления этого каскада

$$u_{a_1} = k_a i_к. \qquad \text{(VIII.37)}$$

Выходное напряжение электромашинного усилителя u_{a_1} алгебраически суммируется с напряжением противо-э. д. с. электродвигателя u_{a_2}. Итак,

$$u_a = u_{a_1} - u_{a_2}, \qquad \text{(VIII.38)}$$

где

$$u_{a_1} = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt};$$

$$u_{a_2} = k_e \frac{d\theta_{Дв}}{dt}; \qquad \text{(VIII.39)}$$

R_a и L_a — сопротивление и индуктивность цепи якоря электромашинного усилителя и продольной цепи электродвигателя;

k_e — постоянная противо-э. д. с. электродвигателя.

Уравнение электродвигателя и редуктора запишем в обычной форме

$$J_n \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} + k_v \frac{d\theta_{Дв}}{dt} = k_м i_a \qquad \text{(VIII.40)}$$

и

$$\frac{\theta_2}{\theta_{Дв}} = i_p. \qquad \text{(VIII.41)}$$

Корректирующее устройство системы состоит из конденсатора и двух равных сопротивлений R_1 и R_2.

Уравнение переходного процесса для корректирующего устройства можно записать в виде

$$2R_1C_1 \frac{du_c}{dt} + u_c = 2R_1C_1 \frac{du_{a_1}}{dt}. \qquad \text{(VIII.42)}$$

Введем следующие обозначения:

$T_f = \frac{L_f}{R_f + R_{вых}}$ — постоянная времени управляющих обмоток электромашинного усилителя;

$T_к = \frac{L_к}{R_к}$ — постоянная времени поперечной цепи электромашинного усилителя;

$T_a = \frac{L_a}{R_a}$ — постоянная времени главной цепи якорей электрических машин (электродвигателя привода и продольной цепи якоря ЭМУ);

$T_c = 2R_1C_1$ — постоянная времени корректирующего устройства;

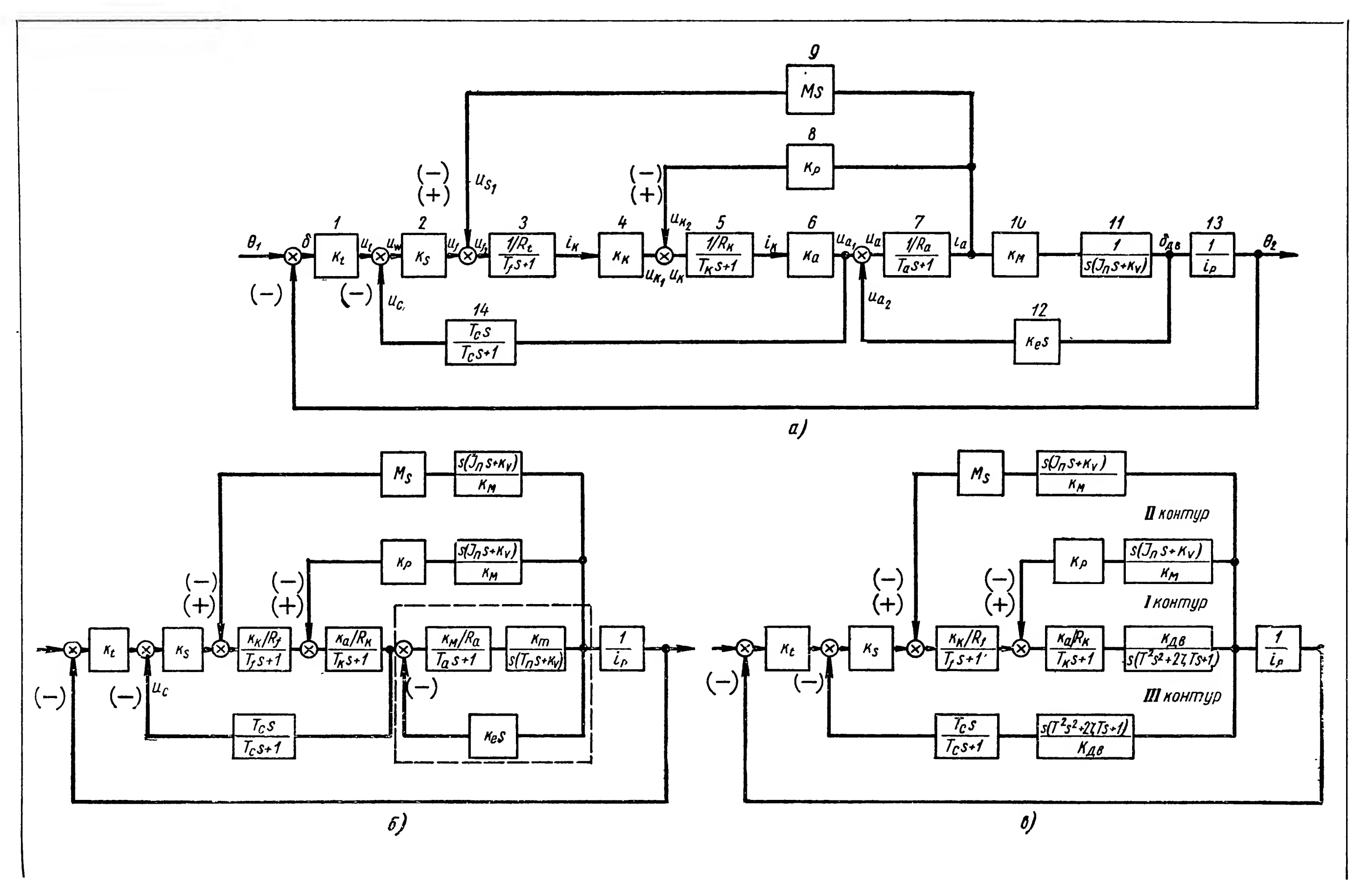
$R_{вых}$ — выходное сопротивление оконечного каскада электронного усилителя.

Тогда на основании уравнений (VIII.30) — (VIII.42) передаточные функции звеньев системы можно представить в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned}
&W_1(s) = \frac{U_t(s)}{\Delta(s)} = k_t; && W_7(s) = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{1/R_a}{T_a s + 1};\\
&W_2(s) = \frac{U_f(s)}{U_w(s)} = k_s; && W_8(s) = \frac{U_{к_2}(s)}{I_a(s)} = k_\rho;\\
&W_3(s) = \frac{I_f(s)}{U_f(s)} = \frac{1/R_f}{T_f s + 1}; && W_9(s) = \frac{U_{f_2}(s)}{I_a(s)} = Ms;\\
&W_4(s) = \frac{U_{к_1}(s)}{I_f(s)} = k_к; && W_{10}(s)W_{11}(s) = \frac{\Theta_{Дв}(s)}{I_a(s)} = \frac{k_м}{s(J_n s + k_v)};\\
&W_5(s) = \frac{I_к(s)}{U_к(s)} = \frac{1/R_к}{T_к s + 1}; && W_{12}(s) = \frac{U_{a_2}(s)}{\Theta_{Дв}(s)} = k_e s;\\
&W_6(s) = \frac{U_{a_1}(s)}{I_к(s)} = k_a; && W_{13}(s) = \frac{\Theta_2(s)}{\Theta_{Дв}(s)} = \frac{1}{i_p};\\
& && W_{14}(s) = \frac{U_c(s)}{U_{a_1}(s)} = \frac{T_c s}{T_c s + 1}.
\end{aligned}\right\} \quad (VIII.43)$$

Пользуясь этими передаточными функциями, можно составить структурную схему синхронно-следящей системы (см. фиг. VIII.39, *а*). На структурной схеме каждый из структурных элементов обозначен соответствующим значением передаточной функции.

Структурная схема на фиг. VIII.39 неудобна для динамического анализа системы из-за наличия взаимной связи внутренних контуров системы. Устранить взаимную связь контуров системы можно, выполнив хорошо известные в теории автоматического регулирования структурные преобразования. Перенеся линии связи по току на выход электродвигателя привода, получим преобразованную структурную схему (фиг. VIII.39, *б*). В пунктирный прямоугольник заключим передаточные функции структурных элементов электродвигателя привода. Тогда результирую-



а)
б)
в)
II контур
I контур
III контур

щая передаточная функция электродвигателя может быть определена по формуле

$$W_{Дв}(s) = \frac{k_{Дв}}{s(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}. \qquad \text{(VIII.44)}$$

Заменим на структурной схеме ряд элементов одним звеном, имеющим передаточную функцию (VIII.44). После этого перенесем линию связи корректирующего устройства за электродвигатель привода. В результате получим окончательную расчетную структурную схему системы (фиг. VIII.39, *в*). Как видно из фиг. VIII.39, *в*, система состоит из четырех контуров.

Расчет каждого из контуров системы выполнен при следующих числовых значениях параметров синхронно-следящей системы[1]:

$T_f = 0{,}008$ *сек*; $\quad k_a = 18 \frac{в}{а}$;

$T_к = 0{,}062$ *сек*; $\quad k_t = 1700 \frac{в}{рад}$;

$T_a = 0{,}004$ *сек*; $\quad k_s = 4$;

$T_c = 0{,}4$ *сек*; $\quad i_p = 800$;

$M = 8 \cdot 10^{-4} \frac{в \cdot сек}{а}$; $\quad k_м = 1{,}3 \cdot 10^{-2}$ *кгм/а*;

$R_к = 0{,}4$ *ом*; $\quad k_e = 1{,}3 \cdot 10^{-1} \frac{в \cdot сек}{рад}$;

$R_f = 1500$ *ом*; $\quad k_\rho = 8 \cdot 10^{-3} \frac{в}{а}$;

$k_к = 140 \frac{в}{а}$; $\quad R_a = 0{,}8$ *ом*;

$k_v = 0{,}24 \cdot 10^{-4} \frac{кгм \cdot сек}{рад}$.

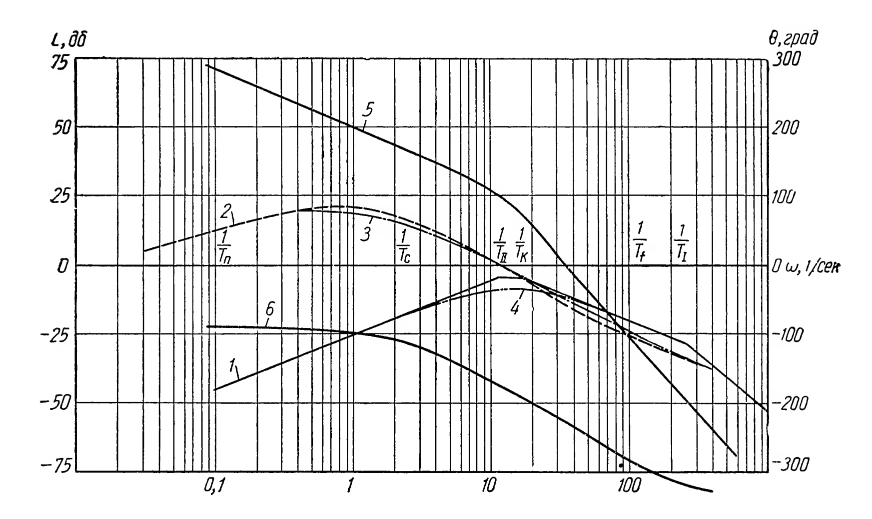
Для первого контура системы передаточная функция имеет вид

$$W_{I_к}(s) = \frac{\dfrac{k_{Дв} k_a \dfrac{1}{R_к}}{s(T_к s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}}{1 + \dfrac{k_{Дв} k_\rho k_a s (J_n s + k_v) \dfrac{1}{k_м R_к}}{s(T_к s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}}. \qquad \text{(VIII.45)}$$

[1] Параметры синхронно-следящей системы взяты из статьи Ю. И. Топчеева «Об устойчивости синхронно-следящих систем с перекомпенсированными усилителями», МИФИ, «Автоматика и телемеханика», 1958.

Фиг. VIII.39. Структурные схемы силовой синхронно-следящей системы с электромашинным усилителем:
а — исходная схема; *б* — преобразованная структурная схема; *в* — расчетная структурная схема; *1* — сельсинное устройство; *2* — электронный усилитель; *3, 4, 5* и *6* — электромашинный усилитель; *7, 10, 11* и *12* — электродвигатель исполнительного механизма; *8* и *9* — элементы компенсации ЭМУ; *13* — редуктор привода; *14* — корректирующее устройство.

Положим $s = j\omega$ и построим (фиг. VIII.40) логарифмические амплитудные и фазовые характеристики первого контура. Цифрой *1* на фиг. VIII.40 обозначена амплитудная, а цифрой *2* — фазовая частотные характеристики разомкнутого внутреннего



Фиг. VIII.40. Амплитудные и фазовые частотные характеристики первого контура силовой следящей системы с ЭМУ:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого первого контура; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики, построенные по передаточной функции

$$\frac{1}{1+W_{I_a}(j\omega)};$$

5 и *6* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутого первого контура.

контура W_{I_a}. Цифрами *3* и *4* обозначены амплитудная и фазовая частотные характеристики, полученные для передаточной функции

$$\frac{1}{1+W_{I_a}(j\omega)},$$

где

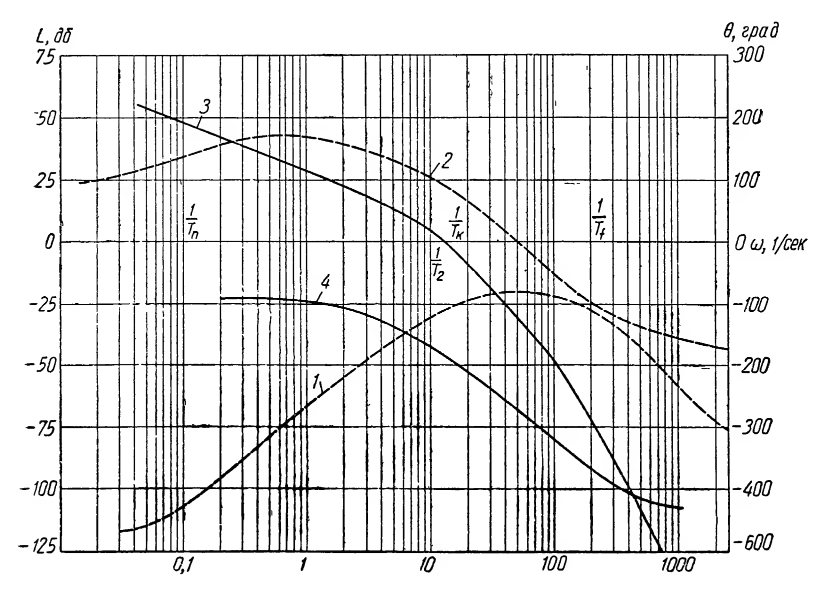
$$W_{I_a}(j\omega) = \frac{k_{Дв}k_{\rho}k_a(J_n j\omega + k_v)}{k_м R_к (T_к j\omega + 1)\,[(Tj\omega)^2 + 2\zeta Tj\omega + 1]}.$$

Как видно из фиг. VIII.40, внутренний контур устойчив. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики замкнутого первого контура показаны жирными сплошными линиями *5* и *6* на фиг. VIII.40. Передаточная функция второго

контура (при отрицательной обратной связи) строится по формуле

$$W_{II_к}(s) = \frac{\dfrac{\dfrac{k_к}{R_f} W_{I_к}(s)}{T_f s + 1}}{1 + \dfrac{k_к M s^2 (J_n s + k_v) W_{I_к}(s)}{R_f k_м (T_f s + 1)}}. \qquad (VIII.46)$$

Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого второго контура показаны пунктирными тонкими линиями на фиг. VIII.41. Амплитудная характеристика на фигуре обозначена цифрой *1*, а фазовая — цифрой *2*.



Фиг. VIII.41. Амплитудные и фазовые частотные характеристики второго контура силовой следящей системы с ЭМУ:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого второго контура; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутого второго контура.

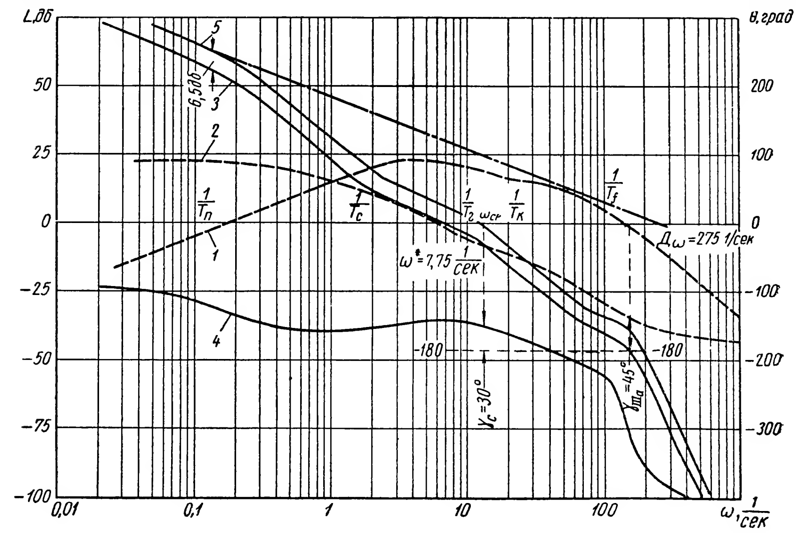
Как видно, и в этом случае второй контур системы имеет достаточно большой запас устойчивости.

Логарифмическая амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутого контура $W_{II_к}(j\omega)$ построены на фиг. VIII.41 сплошными линиями и обозначены $|W_{II_к}(j\omega)|$ цифрой *3* и $\theta_{II_к}(\omega)$ — цифрой *4*. Далее строим характеристики третьего контура с помощью следующей формулы:

$$W_{III_к}(s) = \frac{k_s W_{II_к}(s)}{1 + \frac{k_s T_c s^2 (T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1) W_{II_к}(s)}{k_{Дв}(T_c s + 1)}}, \quad \text{(VIII.47)}$$

где
$$W_{III_a}(s) = \frac{k_s T s^2 (T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1) W_{II_к}(s)}{k_{Дв}(T_c s + 1)}.$$

На фиг. VIII.42 построены логарифмические частотные характеристики третьего контура системы. Амплитудная характеристика $W_{III_a}(j\omega)$ обозначена цифрой *1*, а фазовая $\theta_{III_a}(\omega)$ — цифрой *2*. Как видно из этих характеристик, третий контур системы имеет запас устойчивости, равный 45°. Характеристики замкнутого контура показаны на фиг. VIII.42 сплошными линиями и обозначены: амплитудная $W_{III_к}(j\omega)$ — цифрой *3*, фазовая $\theta_{III_к}(\omega)$ — цифрой *4*. Для построения результирующей логарифмической амплитудной характеристики всей системы необходимо



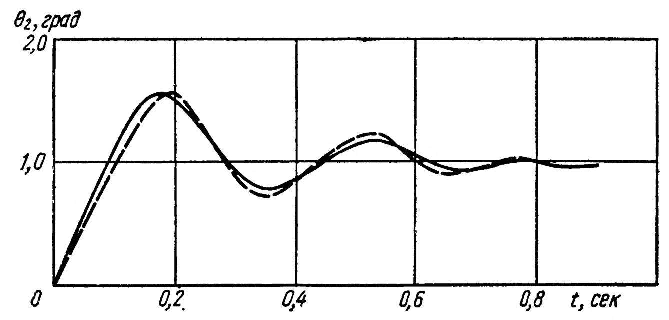
Фиг. VIII.42. Амплитудные и фазовые частотные характеристики всей разомкнутой силовой следящей системы с ЭМУ:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого третьего контура; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутого третьего контура; *5* — амплитудная частотная характеристика разомкнутой системы.

амплитудную характеристику $W_{III_к}(j\omega)$ перенести на 6,5 *дб* вверх. В этом случае при частоте среза системы, равной 13 1/*сек*, имеем запас устойчивости всей системы по фазе $\gamma_c = 30°$.

Характеристика переходного процесса при отработке единичного управляющего воздействия $\delta_0 = 1°$ приведена на фиг. VIII.43 штриховой линией. Сплошной линией показан переходный про-

цесс, снятый с осциллограммы (фиг. VIII.44). При больших значениях наперед заданных углов рассогласования агрегаты системы насыщаются и она становится существенно нелинейной. Характеристики протекания переходного процесса в такой системе должны строиться методом припасовывания по участкам или



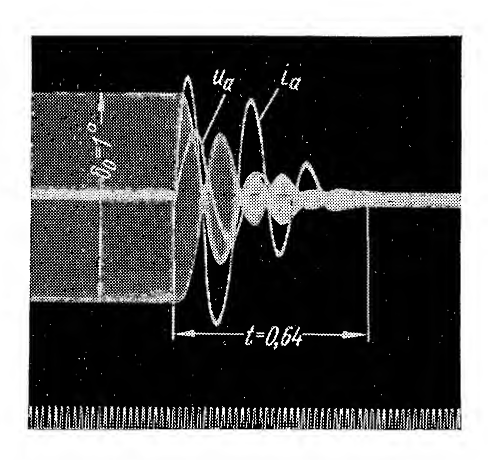
Фиг. VIII.43. Экспериментальные и расчетные характеристики протекания переходного процесса в силовой следящей системе с ЭМУ при отработке наперед заданного угла рассогласования.

путем использования эквивалентных коэффициентов усиления нелинейных звеньев.

Характеристику динамической точности для следящей системы с ЭМУ можно вычислить по формуле (VIII.29′), тогда

$$\delta = \frac{1}{275}\,\omega_1 + \frac{1}{60}\,\varepsilon_1 + \delta_m.$$

Характеристики, вычисленные по этой формуле, показаны на фиг. VIII.45 сплошной линией. Здесь же точками указаны экспериментально определенные значения углов рассогласования.



Фиг. VIII. 44. Осциллограмма отработки наперед заданного угла рассогласования $\delta_0 = 1°$ силовой следящей системой с ЭМУ.

Рассмотрим динамический анализ силовой следящей системы с преобразователем поперечно-продольного поля. Уравнения сравнивающего элемента, сельсинов, электронного усилителя были даны раньше [см. (VIII.30) — (VIII.33)].

Уравнение переходных процессов в обмотке возбуждения электродвигателя запишем в виде

$$T_в \frac{di_в}{dt} + i_в = \frac{1}{R_в}\,u_в, \qquad (VIII.48)$$

где

$T_в = \frac{L_в}{R_в + R_{вых}}$ — постоянная обмотки возбуждения силового электродвигателя;

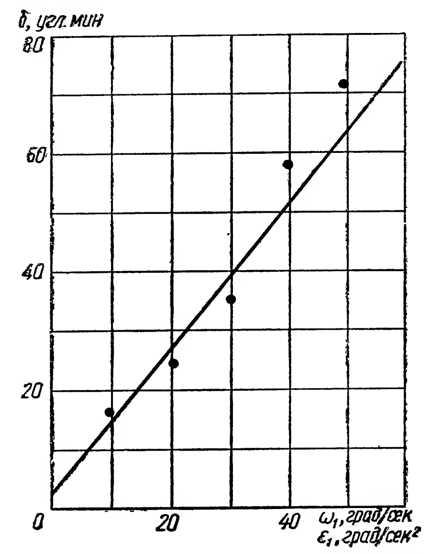
$R_{вых}$ — выходное сопротивление пентодов оконечного каскада усиления электронного усилителя;

$R_в$ — омическое сопротивление обмотки возбуждения электродвигателя.

Уравнение движущихся масс электродвигателя запишем в виде

$$J_п \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} = k'_м i_в, \quad \text{(VIII.49)}$$

где $k'_м$ — коэффициент пропорциональности между развиваемым моментом двигателя и током обмотки возбуждения.



Фиг. VIII.45. Характеристика динамической точности силовой синхронно-следящей системы с ЭМУ.

Уравнения переходного процесса тахогенератора запишем в обычном виде

$$u_{Тг} = k_{Тг} \frac{\theta_{Дв}}{dt}, \quad \text{(VIII.50)}$$

где $k_{Тг}$ — постоянная тахогенератора.

Уравнения редуктора и корректирующего устройства были приведены раньше [см. уравнения (VIII. 41) и (VIII. 42)].

Структурная схема силовой синхронно-следящей системы с преобразователем поперечно-продольного поля представлена на фиг. VIII. 46. С помощью приведенных выше дифференциальных уравнений и структурной схемы нетрудно получить передаточную функцию разомкнутой системы $W(s)$ в виде

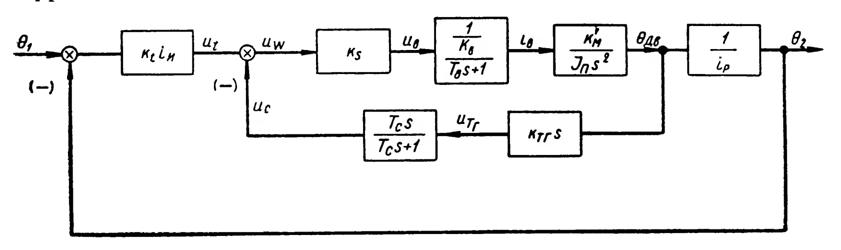
$$W(s) = \frac{\dfrac{k_t i_u k_s k'_м}{R_в J_n i_p s^2 (T_в s + 1)}}{1 + \dfrac{k_s k'_м k_{Тг} T_c}{R_в J_n s (T_в s + 1)(T_c s + 1)}}. \quad \text{(VIII.51)}$$

В формулу (VIII.51) введем следующие обозначения: $s = j\omega$; $W_a(j\omega)$ — передаточная функция разомкнутого контура,

$W_в$ $(j\omega)$ — передаточная функция неизменяемой части системы. Тогда получим

$$W(j\omega) = \frac{W_в(j\omega)}{1 + W_a(j\omega)}.$$

На фиг. VIII.47 показана логарифмическая амплитудная характеристика разомкнутого контура $|W_a(j\omega)|$; она обозначена цифрой *1*.



Фиг. VIII.46. Структурная схема силовой следящей системы с преобразователем поперечно-продольного поля.

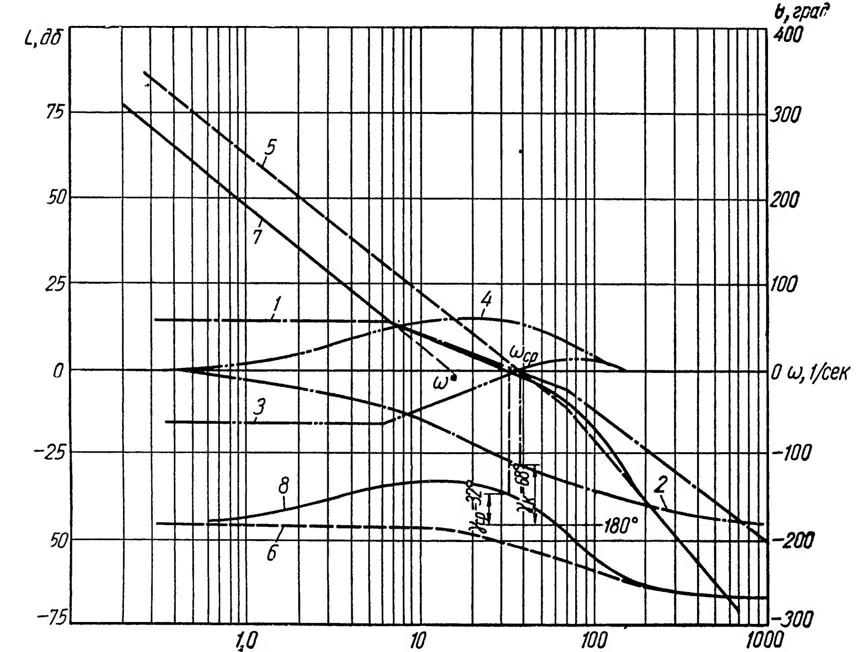
Фазовая характеристика разомкнутого контура $\theta_a(\omega)$ обозначена цифрой *2*. Как видно из фиг. VIII.47, запас устойчивости внутреннего контура $\gamma_к = 68°$. Здесь же построены амплитудные и фазовые характеристики по передаточным функциям: $\frac{1}{1+W_a(j\omega)}$ (обозначены цифрами *3* и *4*) и $W_в(j\omega)$ (обозначены цифрами *5* и *6*). Характеристики $|W(j\omega)|$ и $\theta(\omega)$ всей системы показаны на фиг. VIII.47 и обозначены цифрами *7* и *8*. Система имеет запас по фазе $\gamma_c = 32°$ в частоте среза $\omega_{cp} = 32$ *1/сек* и запас устойчивости по модулю — 8 *дб*. При изменении параметров системы на $\pm 10\%$ запасы устойчивости по фазе и модулю практически не уменьшаются. Поэтому даже при неблагоприятных сочетаниях допусков на отдельные агрегаты система остается устойчивой в замкнутом состоянии и имеет заданные показатели качества.

Как видно из фиг. VIII.47, низкочастотная часть амплитудной характеристики имеет наклон — 40 *дб/дек*, что указывает на наличие в системе астатизма второго порядка. Характеристики динамической точности системы с астатизмом второго порядка вычисляются по следующей формуле:

$$\delta = \frac{1}{D_\varepsilon}\varepsilon_1 + \delta_m. \qquad \text{(VIII.52)}$$

Подставив соответствующие значения $D_\varepsilon = (\omega^*)^2$ из фиг. VIII.47 и вычислив статическую ошибку δ_m (при $M_n = 10$ *кГ · м*), получим

$$\delta = \frac{1}{256}\varepsilon_1 + 0{,}04.$$

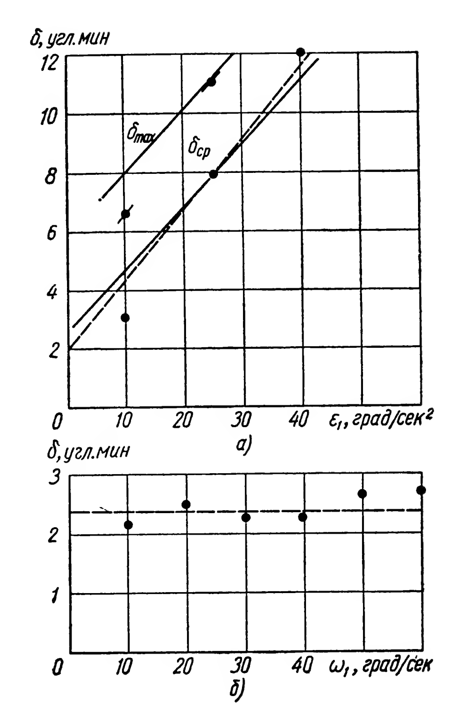


Фиг. VIII.47. Амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой синхронно-следящей системы с преобразователем:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого контура; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции

$$\left[\frac{1}{1+W_a(j\omega)}\right];$$

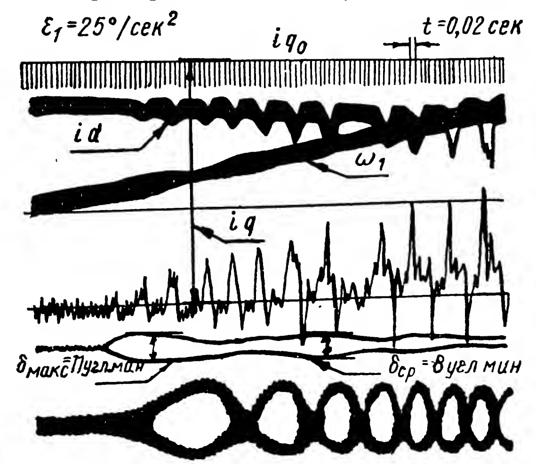
5 и *6* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $[W_в(j\omega)]$; *7* и *8* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы.



Фиг. VIII.48. Характеристики динамической и кинематической точности силовой синхронно-следящей системы с преобразователем:

а — динамические углы рассогласования;
б — кинематические углы рассогласования.

Задаваясь различными значениями ε_1, построим характеристику динамической точности (фиг. VIII.48,*а*) и характеристику кинематической точности (фиг. VIII.48,*б*). Здесь же точками нанесены значения кинематических и динамических ошибок в следящей системе, снятые экспериментальным путем. Одна из осциллограмм динамических углов рассогласования в силовой следящей системе с преобразователем приведена на фиг. VIII.49.



Фиг. VIII.49. Осциллограмма динамических углов рассогласования в силовой следящей системе с преобразователем при $M_n = 10$ *кГ·м* и $\varepsilon_1 = 25$ *град/сек*².

На осциллограмме сняты также токи якоря в преобразователе (i_d и i_q) и напряжение якоря электродвигателя $u_{Дв}$. Как видно, ток i_q в преобразователе изменяется незначительно.

Силовая следящая система с преобразователем поперечно-продольного поля обеспечивает высокую точность отработки задающих сигналов. Это объясняется наличием в системе астатизма второго порядка и высокого значения коэффициента добротности системы по ускорению. Отсутствие в системе ошибки по скорости делает ее практически незаменимой в тех случаях, когда задающим сигналом является постоянная скорость. Система отрабатывает достаточно хорошо как максимальные значения постоянной скорости, так и минимальные. За счет этого и удается получить большой диапазон регулирования системы по скорости.

5. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Рассмотрим методику составления дифференциальных уравнений элементов силовой интегрирующей следящей системы, применяемой для регулирования угловой скорости поворотного

стола. Принципиальная схема этой системы показана на фиг. VIII.19. Как видно из фигуры, напряжение $u_1(t)$, задаваемое на выходе системы, сравнивается с напряжением $u_{T_г}(t)$ обратной связи тахогенератора. Уравнение сравнения запишем в виде

$$u_у(t) = u_1(t) - u_{T_г}(t). \qquad \text{(VIII.53)}$$

Сигнал разности $u_у(t)$ усиливается магнитным усилителем и на клеммах обмотки возбуждения генератора образуется напряжение $u_в(t)$. Имея это в виду, составим дифференциальное уравнение переходного процесса в магнитном усилителе

$$T_{МУ} \frac{du_в}{dt} + u_в(t) = k_{МУ} u_у(t), \qquad \text{(VIII.54)}$$

где $T_{МУ}$ — постоянная времени магнитного усилителя;

$k_{МУ}$ — передаточный коэффициент магнитного усилителя.

Дифференциальное уравнение переходного режима в обмотке возбуждения генератора запишется в виде

$$\frac{1}{R_в} u_в(t) = T_в \frac{di_в}{dt} + i_в(t), \qquad \text{(VIII.55)}$$

где $T_в$ — постоянная времени обмотки возбуждения генератора.

Второе уравнение генератора запишется, как

$$u_г(t) = k_г i_в(t), \qquad \text{(VIII.56)}$$

где $k_г$ — коэффициент крутизны статической характеристики генератора.

Дифференциальное уравнение переходного режима в главной цепи (генератор — двигатель) запишем в виде

$$u_г(t) = R_a \left[T_a \frac{di_г}{dt} + i_г(t)\right] + k_e \omega_{Дв}(t), \qquad \text{(VIII.57)}$$

где $\omega_{Дв}$ — угловая скорость вращения вала электродвигателя:

$$T_a = \frac{L_g + L_г}{R_g + R_г}.$$

где L_g и R_g — индуктивное и омическое сопротивление обмотки якоря электродвигателя;

$L_г$ и $R_г$ — индуктивное и омическое сопротивление обмотки якоря генератора.

Уравнение моментов в электродвигателе запишем в виде

$$J_n \frac{d\omega_{Дв}}{dt} + k_v \omega_{Дв}(t) + \frac{M_n(t)}{i_p} = k_м i_г(t), \qquad \text{(VIII.58)}$$

где M_n — момент нагрузки на поворотном столе;

i_p — передаточное отношение редуктора.

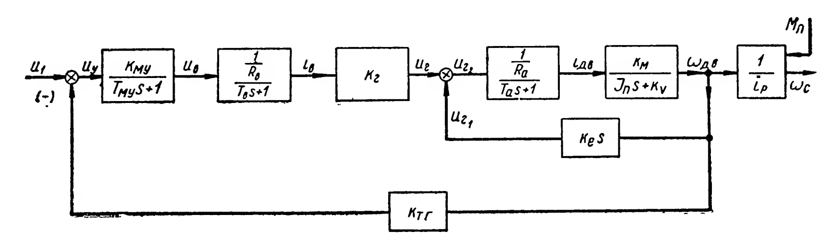
Угловые скорости поворотного стола ω_c и якоря электродвигателя $\omega_{Дв}$ связаны между собой следующим соотношением:

$$\frac{\omega_c}{\omega_{Дв}} = \frac{1}{i_p}. \qquad \text{(VIII.59)}$$

Уравнение замыкающего схему элемента (тахогенератора) запишем в виде

$$u_{Тг}(t) = k_{Тг}\omega_{Дв}(t). \qquad \text{(VIII.60)}$$

По уравнениям (VIII.53) — (VIII.60) определяем передаточные функции элементов и строим структурную схему системы



Фиг. VIII.50. Структурная схема силовой интегрирующей следящей системы.

(фиг. VIII.50). Сделаем ряд преобразований в структурной схеме и представим передаточную функцию электродвигателя в виде

$$W_{дв}(s) = \frac{\Omega_{Дв}(s)}{U_г(s)} = \frac{k_{Дв}}{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}, \qquad \text{(VIII.61)}$$

где

$$k_{Дв} = \frac{k_м}{R_a k_v + k_м k_e};$$

$$T = \sqrt{\frac{J_n R_g T_g}{R_a k_v + k_м k_e}};$$

$$\zeta = \frac{R_a J_n + R_a k_v T_g}{2\sqrt{J_n R_a T_a (R_a k_v + k_м k_e)}},$$

получим

$$\Omega_c(s) = \frac{V(s)}{1 + W(s)} U_1(s) - \frac{V'(s)}{1 + W(s)} M_n(s), \qquad \text{(VIII.62)}$$

где, в свою очередь,

$$V(s) = \frac{\dfrac{k_{My} k_г k_{Дв}}{R_в i_p}}{(T_{My}s + 1)(T_в s + 1)(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)};$$

$$W(s) = \frac{\dfrac{k_{MУ} k_г k_{Дв} k_{Тг}}{R_в}}{(T_{MУ}s + 1)(T_в s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)};$$

$$V'(s) = \frac{\dfrac{k_{Дв} R_a}{i_p^2 k_м}(T_a s + 1)}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1}.$$

Приняв, что рассматриваемая система имеет следующие параметры:

$k_{MУ} = 70$; $k_г = 8{,}5$ *в/а*;

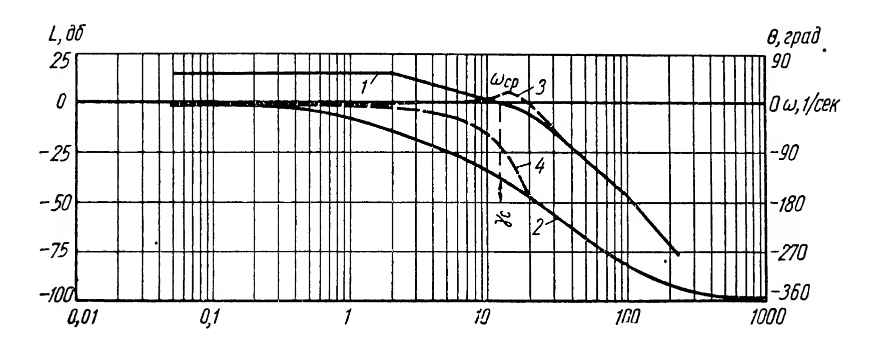
$k_{Дв} = 2{,}2$ *рад/в·сек*; $T_{MУ} = 0{,}01$ *сек*;

$R_в = 40$ *ом*; $T_в = 0{,}5$ *сек*;

$i_p = 5$; $T = 0{,}04$ *сек*;

$k_{Тг} = 0{,}2$ *в·сек/рад*; $\zeta = 0{,}905$,

можно построить логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой системы (фиг. VIII.51). Как



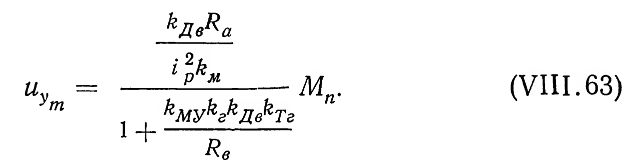
Фиг VIII.51. Амплитудная и фазовая частотные характеристики силовой интегрирующей следящей системы:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W(j\omega)$; *3* и *4* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\left[\dfrac{V(j\omega)}{1+W(j\omega)}\right]$.

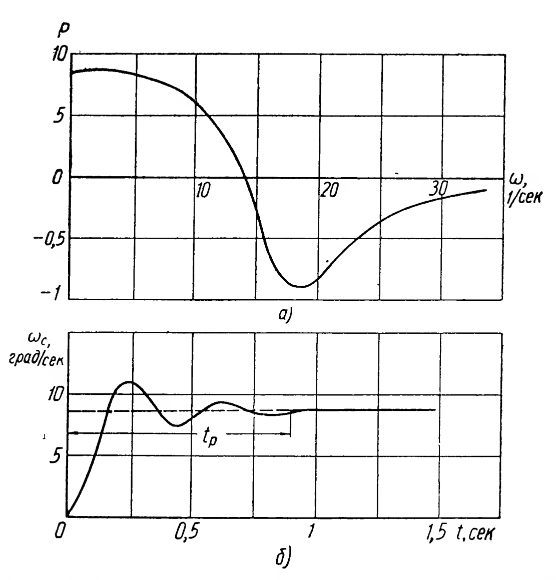
видно из построения, следящая система обладает запасом устойчивости $\gamma_c = 45°$ на частоте среза $\omega_{cp} = 11$ *1/сек*. Задав сигнал $u_1(t) = 10$ *в* получим вещественную и переходную характеристики системы (фиг. VIII.52, *а* и VIII. 52, *б*).

Из фиг. 52,*б* видно, что интегрирующая следящая система обладает высоким быстродействием и время протекания переходного процесса в ней не превышает $t_p = 0{,}9$ *сек.*

Характеристика статической точности системы при отработке возмущающего воздействия определяется по формуле



$$u_{y_m} = \frac{\dfrac{k_{Дв}R_a}{i_p^2 k_м}}{1 + \dfrac{k_{МУ}k_г k_{Дв}k_{Тг}}{R_в}} M_n. \qquad \text{(VIII.63)}$$



Фиг. VIII.52. Характеристики силовой интегрирующей следящей системы:

а — вещественная частотная характеристика замкнутой системы; *б* — характеристика переходного процесса по скорости.

Характеристику точности при отработке возмущающего и управляющего воздействий можно получить с помощью формулы

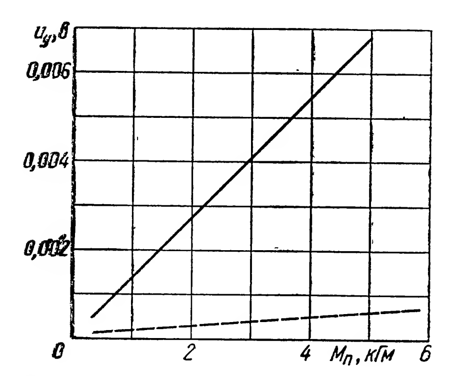
$$u_y = \frac{1}{1 + \dfrac{k_{МУ}k_г k_{Дв}k_{Тг}}{R_в}} u_1 + \frac{\dfrac{k_{Дв}R_a}{i_p^2 k_м}}{1 + \dfrac{k_{МУ}k_г k_{Дв}k_{Тг}}{R_в}} M_n. \qquad \text{(VIII.64)}$$

Воспользовавшись формулой (VIII.63), вычислим характеристику статической точности системы при отработке возмущающего воздействия $M_n = 5$ *кГ · м*. Соответствующее построение выполнено на фиг. VIII.53 сплошной линией.

Для повышения точности работы системы можно рекомендовать заменить однокаскадный магнитный усилитель двухкас-

кадным и ввести параллельное корректирующее устройство в виде тахометрического моста. Дифференциальное уравнение тахометрического моста можно записать в виде

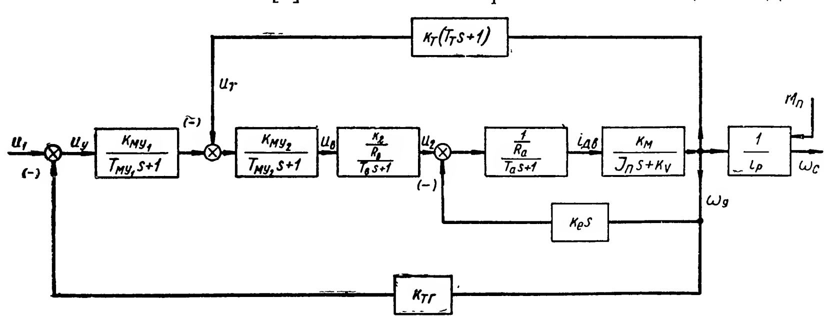
$$T_T \frac{d\omega_{Дв}}{dt} + \omega_{Дв}(t) = k_T u_T(t). \qquad \text{(VIII.65)}$$



Фиг. VIII.53. Характеристика точности силовых интегрирующих следящих систем при отработке возмущающих воздействий.

Структурная схема преобразованной таким образом системы показана на фиг. VIII.54. В этой системе удается получить статический коэффициент усиления порядка 75. Характеристика статической точности такой системы показана на фиг. VIII.53 штриховой линией.

На фиг. VIII.55 приведена осциллограмма пуска и реверса интегрирующей следящей системы, предназначенной для управления поворотным столом, обладающим большим моментом инерции. Мощность электродвигателя привода системы — порядка 17 *квт*. Принципиальная схема этой системы [5] показана на фиг. VIII.20. Как видно из

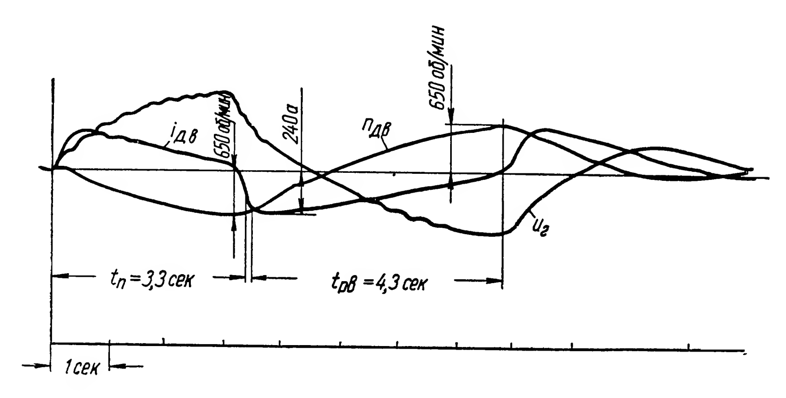


Фиг. VIII.54. Структурная схема интегрирующей силовой следящей системы с тахометрическим мостом, включенным во внутреннюю обратную связь.

осциллограммы, время пуска двигателя составляет $t_n = 3{,}3$ *сек*, а время реверса $t_p = 4{,}3$ *сек*. Большие значения времени пуска и реверса электродвигателя получаются из-за наличия в этой системе значительных маховых масс поворотного стола. Для оценки инерционности вращающихся масс приведем числовое значение электромеханической постоянной времени привода $T_{Дв} \approx \approx 6$ *сек*. При управлении угловой скоростью барабанов и пово-

ротных столов, обладающих еще большими моментами нагрузки и инерции, применяются схемы интегрирующих систем с ЭМУ и генераторами. Один из возможных вариантов такой системы показан на фиг. VIII.23.

Пользуясь приведенными передаточными функциями элементов следящих систем, составим структурную схему этой системы (см. фиг. VIII.56). Из фиг. VIII.56 видно, что рассматриваемая система состоит из шести контуров, один из которых обладает



Фиг. VIII.55. Осциллограмма пуска и реверса интегрирующей силовой следящей системы поворотного стола.

положительной обратной связью. Характеристики точности данной системы имеют примерно тот же вид, что и в ранее рассматриваемом случае.

В заключение настоящего параграфа рассмотрим дифференциальные уравнения и передаточные функции следящей системы, обеспечивающей поддержание постоянной угловой скорости барабанов бумагоделательной машины.

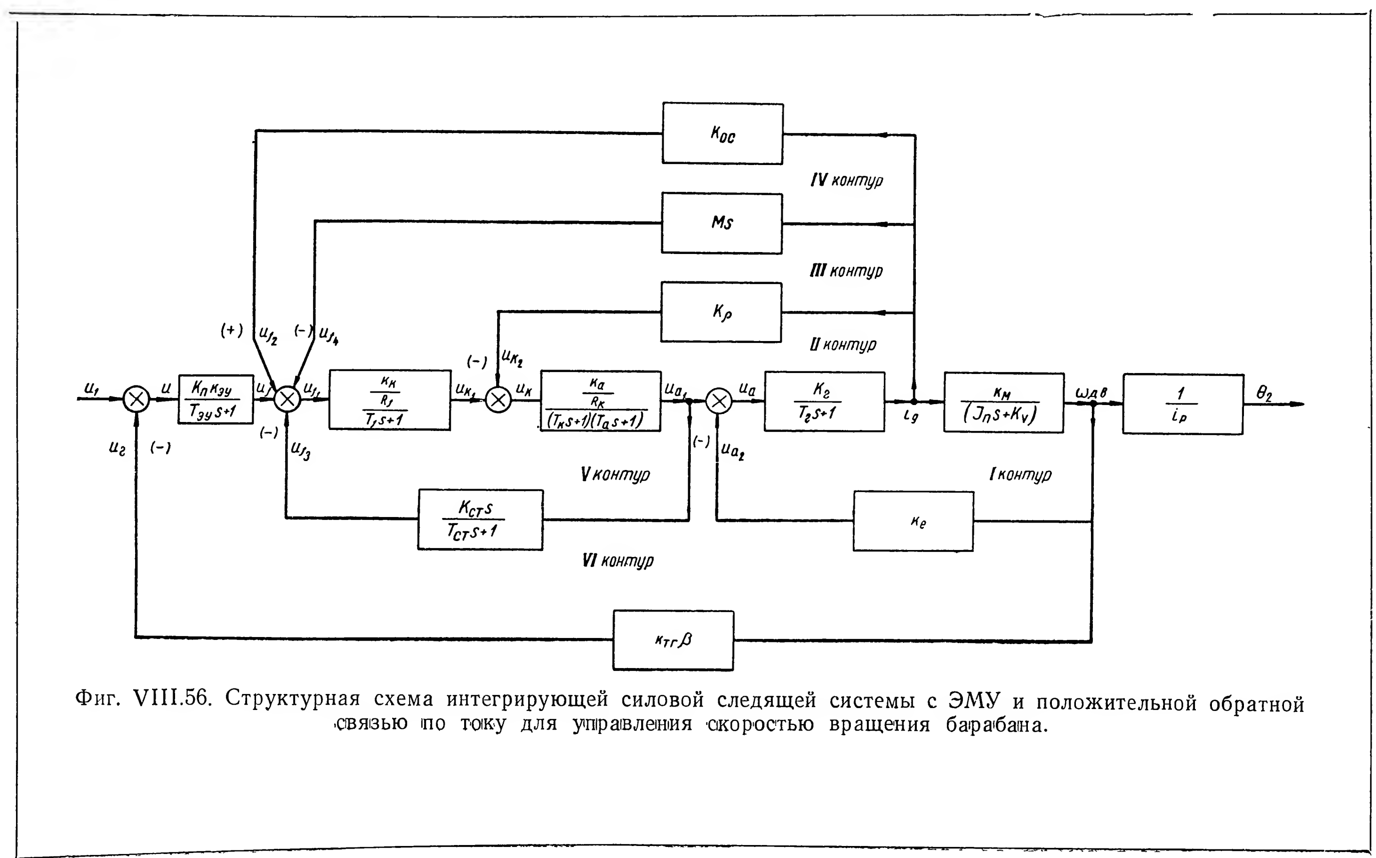
На основании принципиальной схемы системы (фиг. VIII.25) составим ее блок-схему (фиг. VIII.57). Из блок-схемы видно, что сигнал, пропорциональный задаваемой угловой скорости ω_1, сравнивается с сигналом, пропорциональным отрабатываемой угловой скорости системы ω_2. В качестве датчиков замера угловых скоростей применены тахогенераторы. Имея это в виду, уравнение сравнения запишем

$$\omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t). \qquad \text{(VIII.66)}$$

Так как сигнал ошибки скорости $\omega(t)$ формируется двумя тахогенераторами $Тг_1$ и $Тг_2$ в виде напряжения $u_в(t)$, то

$$u_в(t) = k_{Тг}\omega(t). \qquad \text{(VIII.67)}$$

Напряжение $u_в(t)$ усиливается магнитным усилителем $МУ_2$.



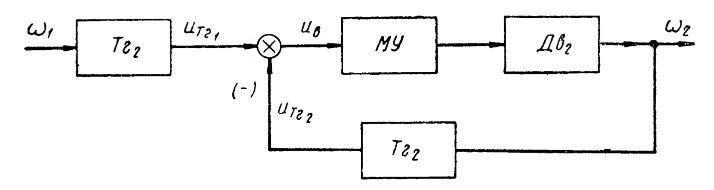
Фиг. VIII.56. Структурная схема интегрирующей силовой следящей системы с ЭМУ и положительной обратной связью по току для управления скоростью вращения барабана.

Дифференциальное уравнение для магнитного усилителя и $ОВД_2$ запишем в виде

$$T_{МУ} T_в \frac{d^2 u_y}{dt^2} + (T_{МУ} + T_в) \frac{du_y}{dt} + u_y(t) = k'_{МУ} u_в(t). \qquad \text{(VIII.68)}$$

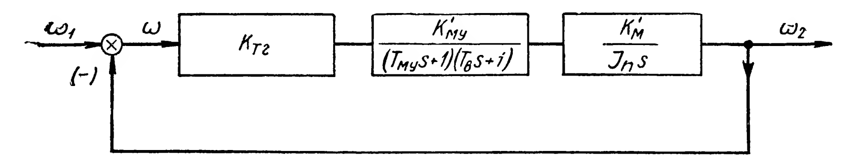
Далее запишем уравнение электродвигателя $Дв_2$ в обычной форме (см. фиг. VIII.49):

$$J_п \frac{d\omega_{Дв}}{dt} = k'_м i_в. \qquad \text{(VIII.69)}$$



Фиг. VIII.57. Блок-схема скоростной следящей системы бумагоделательной машины.

По этим уравнениям составим передаточные функции отдельных агрегатов и всей системы в целом. Для удобства составления передаточных функций разомкнутой и замкнутой систем вос-



Фиг. VIII.58. Структурная схема скоростной следящей системы бумагоделательной машины.

пользуемся структурной схемой (фиг. VIII.58). Передаточную функцию разомкнутой системы запишем в виде

$$W(s) = \frac{\dfrac{k_{Tг} k'_{МУ} k'_м}{J_п}}{s(T_{МУ}s + 1)(T_в s + 1)}. \qquad \text{(VIII.70)}$$

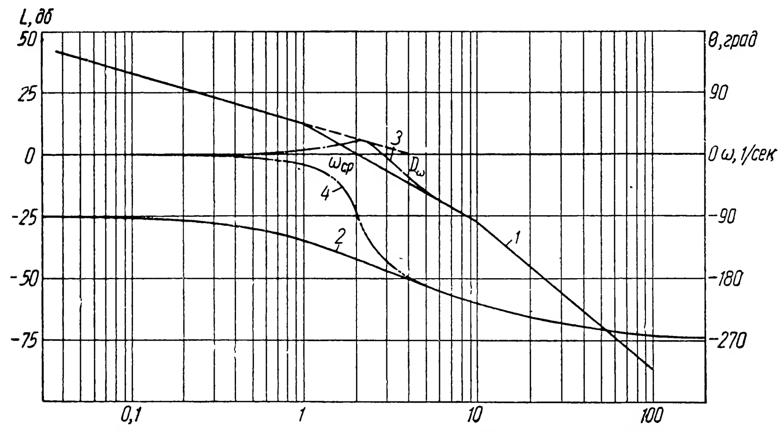
Как видно из этой формулы, система регулирования скорости вала двигателя $Дв_2$ с преобразователем продольно-поперечного поля, является астатической, что позволяет получить высокую точность ее работы.

На фиг. VIII.59 показаны логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики системы при следующих ее параметрах:

$$T_{МУ} = 0{,}1 \; сек; \quad T_в = 1{,}0 \; сек;$$

$$\frac{k_{Tг} k_{МУ} k'_м}{J_п} = 4 \; 1/сек.$$

Из фиг. VIII 59 видно, что система является устойчивой и имеет запасы устойчивости по фазе $\gamma_c = 30°$ и модулю —11 *дб*.



Фиг. VIII.59. Амплитудные и фазовые частотные характеристики скоростной следящей системы бумагоделательной машины:

1 и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы соответственно; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутой системы.

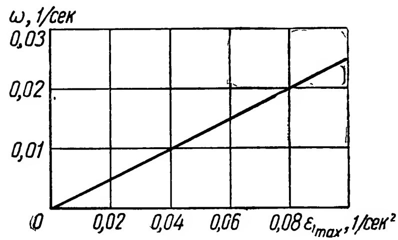
Максимальная ошибка в работе следящей системы при изменении ускорения может быть вычислена по формуле

$$\omega = \frac{\varepsilon_{1\max}}{D_\varepsilon}, \qquad \text{(VIII.71)}$$

где

$D_\varepsilon = 4$ 1/*сек* — значение коэффициента добротности системы;

ε'_{1max} — максимальная величина ускорения задающего вала.



Фиг. VIII.60. Характеристика точности скоростной следящей системы бумагоделательной машины.

Величина коэффициента D_ε определяется по логарифмической амплитудно-частотной характеристике (фиг. VIII.59). Характеристика точности показана на фиг. VIII.60. Из этой характеристики видно, что изменение значений ускорений в системе до $\varepsilon_{1\max} = 0{,}1$ $1/сек^2$ не вызывает существенного снижения точности работы системы. Зная, что максимальная угловая скорость $\omega_1 = 20$ 1/*сек*, найдем, что колебания скорости в % составляют

$$\frac{\omega}{\omega_1} 100 = \frac{0{,}025}{20} 100 = 0{,}125\%.$$

При меньших значениях ускорений задающего вала удается получить точность поддержания угловой скорости барабанов в бумагоделательной машине порядка 0,03—0,06%.

6. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Статические и динамические характеристики силовой синхронно-следящей системы с комбинированным управлением можно получить, располагая уравнениями динамики элементов. Для составления уравнений будем пользоваться принципиальной схемой следящей системы (фиг. VIII.27). Из принципиальной схемы силовой следящей системы видно, что входной вал силовой следящей системы связан с сельсинами-датчиками и тахогенератором $Тг_1$, а выходной вал с сельсином-приемником и тахогенератором $Тг_2$. Напряжение u_w на входе электронного усилителя определяется четырьмя сигналами:

$$u_w = u_t + u_{c_1} - u_{c_2} - u_{c_3}, \qquad \text{(VIII.72)}$$

где u_t — сигнал от сельсинов канала точного отсчета;
u_{c_1} — сигнал от тахогенератора $Тг_1$;
u_{c_2} — сигнал от тахогенератора $Тг_2$;
u_{c_3} — сигнал от корректирующего устройства.

Как видно из фиг. VIII.27, в систему управления входят три корректирующие цепи. Первая цепь состоит из тахогенератора, связанного с осью вращения задающего вала через повышающий редуктор. Напряжение, снимаемое с входного тахогенератора $Тг_1$, пропорционально угловой скорости задающего вала

$$u_{Тг_1} = \frac{k_{Тг_1}}{i_1}\frac{d\theta_1}{dt}. \qquad \text{(VIII.73)}$$

Это напряжение усиливается предварительным каскадом усиления электронного усилителя, и напряжение на выходе электронного усилителя определяется с помощью следующей зависимости:

$$u_{c_1} = k_{y_1} u_{Тг_1}. \qquad \text{(VIII.74)}$$

Вторая корректирующая цепь состоит из тахогенератора $Тг_2$, связанного валом электродвигателя. Напряжение на входе тахогенератора будет

$$u_{Тг_2} = k_{Тг_2}\frac{d\theta_{Дв}}{dt}. \qquad \text{(VIII.75)}$$

Это напряжение также усиливается первым каскадом электронного усилителя

$$u_{c_2} = \beta_2 k_{y_1} u_{Тг_2}, \qquad \text{(VIII.76)}$$

где β_2 — коэффициент обратной связи тахогенератора $Тг_2$.

В третью корректирующую цепь входят емкость C и сопротивления на входе в электронный усилитель.

Дифференциальное уравнение переходного процесса в этой цепи можно записать в виде

$$T_c \frac{du_c}{dt} + u_c = T_c \frac{du_{a_1}}{dt}. \qquad \text{(VIII.77)}$$

Напряжение u_c усиливается предварительным усилителем

$$u_{c_3} = \beta_3 k_{y_{c_1}} u_c, \qquad \text{(VIII.78)}$$

где β_3 — коэффициент обратной связи.

Остальные уравнения системы аналогичны ранее выведенным для силовой синхронно-следящей схемы с электромашинным усилителем.

Передаточные функции звеньев системы в прямой цепи имеют вид

$$W_1(s) = \frac{U_t(s)}{\Delta(s)} = k_t;$$

$$W_2(s) = \frac{U_{f_1}(s)}{U_w(s)} = k_s;$$

$$W_3(s) = \frac{I_f(s)}{U_f(s)} = \frac{\frac{1}{R_f}}{T_f s + 1};$$

$$W_4(s) = \frac{U_{k_1}(s)}{I_f(s)} = k_\kappa;$$

$$W_5(s) = \frac{I_\kappa(s)}{U_\kappa(s)} = \frac{\frac{1}{R_\kappa}}{T_\kappa s + 1};$$

$$W_6(s) = \frac{U_{a_1}(s)}{I_\kappa(s)} = k_a;$$

$$W_7(s) = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{\frac{1}{R_a}}{T_a s + 1};$$

$$W_8(s) = \frac{\Theta_{Дв}(s)}{I_a(s)} = \frac{k_м}{s(J_n s + k_v)};$$

$$W_9(s) = \frac{\Theta_2(s)}{\Theta_{Дв}(s)} = \frac{1}{i_p}.$$

Передаточные функции звеньев в обратной цепи имеют вид

$$Z_1(s) = \frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)} = \frac{1}{i_1};$$

$$Z_2(s) = \frac{U_{t_1}(s)}{\Theta_1(s)} = k_{Тг} s;$$

$$Z_3(s) = \frac{U_{c_1}(s)}{U_{t_1}(s)} = k_{y_1};$$

$$Z_4(s) = \frac{U_{t_2}(s)}{\Theta_{Дв}(s)} = k_{Tг}s;$$

$$Z_5(s) = \frac{U_{c_2}(s)}{U_{t_2}(s)} = \beta_2 k_y;$$

$$Z_6(s) = \frac{U_{a_2}(s)}{\Theta_{Дв}(s)} = k_e s;$$

$$Z_7(s) = \frac{U_c(s)}{U_{a_1}(s)} = \frac{T_c s}{T_c s + 1};$$

$$Z_8(s) = \frac{U_{c_3}(s)}{U_c(s)} = \beta_3 k_{y_1};$$

$$Z_9(s) = \frac{U_{f_2}(s)}{I_a(s)} = Ms;$$

$$Z_{10}(s) = \frac{U_{k_2}(s)}{I_a(s)} = k_\rho.$$

По передаточным функциям составим структурную схему следящей системы. На фиг. VIII.61,*а* показана структурная схема системы. Для получения контуров независимых друг от друга на фиг. VIII.61,*б* выполнены некоторые структурные преобразования и введена передаточная функция электродвигателя

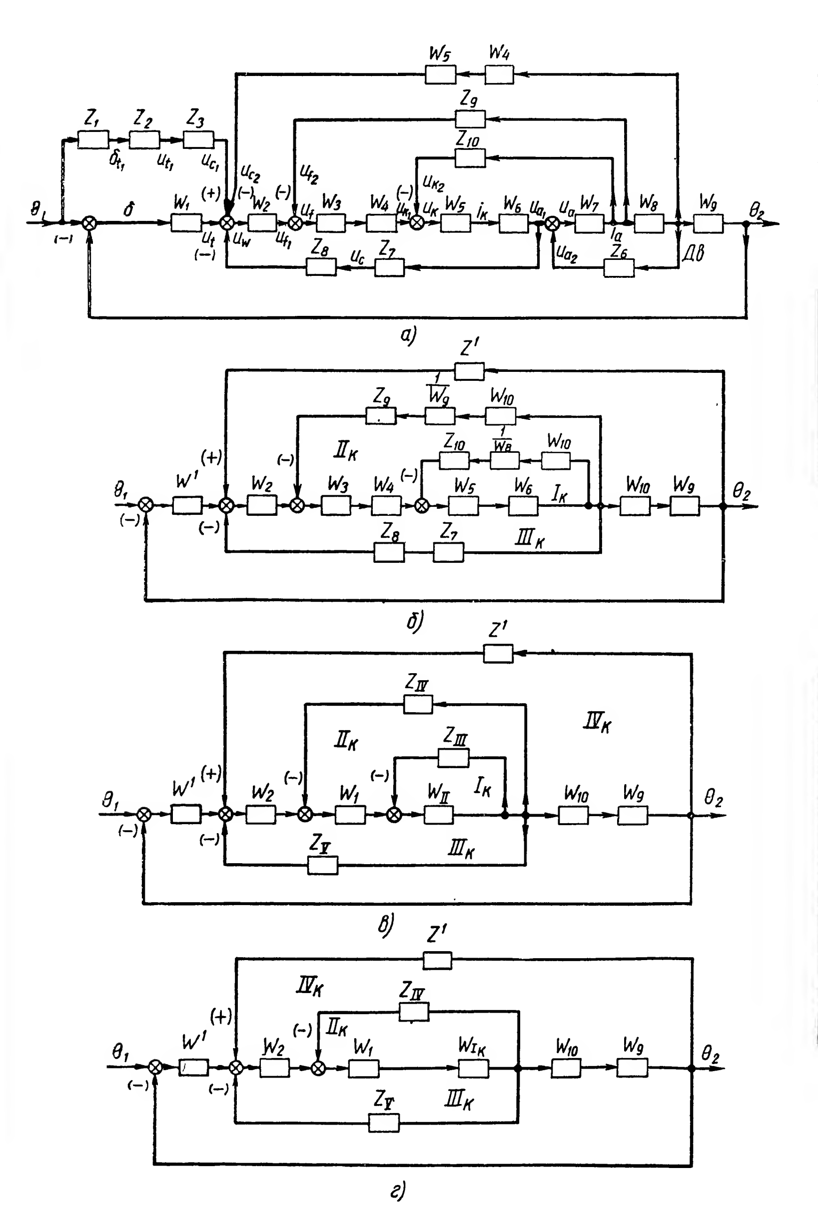
$$W_{10}(s) = \frac{k_{Дв}}{s(T_I s + 1)(T_{II} s + 1)}.$$

Кроме того, в структурной схеме, изображенной на фиг. VIII.62,*б*, введены две передаточные функции $W'(s)$ и $Z'(s)$. Для получения этих передаточных функций воспользуемся теми уравнениями системы, которые позволят нам получить следующие выражения:

$$U_w(s) = k_t\Delta(s) + \frac{1}{i_1}k_{Tг}k_{y_1}s\Theta_1(s) - k_{Tг}\beta_2 k_{y_1}i_p s\Theta_2(s) - U_{c_3}(s). \tag{VIII.79}$$

Подставив в выражение (VIII.79) значение функции $\Theta_1(s)$, равное $\Delta(s) + \Theta_2(s)$, получим

$$U_w(s) = \left[k_t + \frac{1}{i_1}k_{Tг}k_{y_1}s\right]\Delta(s) + \left[\frac{1}{i_1}k_{Tг}k_{y_1} - k_{Tг}\beta_2 k_{y_1}i_p\right]s\Delta_2(s) - U_{c_3}(s). \tag{VIII.80}$$



Фиг. VIII.61. Структурные схемы силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — исходная схема; *б* — *г* — преобразованные схемы.

Введем в выражение (VIII.80) следующие обозначения:

$$W'(s) = k_t\left[\frac{k_{Tг}k_{y_1}}{i_1 k_t}s + 1\right]; \qquad \text{(VIII.81)}$$

$$Z'(s) = \left[\frac{k_{Tг}k_{y_1}}{i_1} - k_{Tг}\beta_2 k_{y_1} i_p\right]s. \qquad \text{(VIII.82)}$$

Тогда получим

$$U_w(s) = W'(s)\,\Delta(s) + Z'(s)\,\Delta_2(s) - U_{c_3}(s). \qquad \text{(VIII.83)}$$

Отсюда нетрудно получить требуемую структурную схему. На фиг. VIII.61,*б* структурные элементы, имеющие передаточные функции $W'(s)$ и $Z'(s)$, дополнительно обведены пунктирными линиями. Структурная схема системы имеет четыре независимых контура, для которых можно составить соответствующие передаточные функции. Следящая система с комбинированным управлением работает в двух принципиально различных режимах: в режиме слежения выходного вала за входным и в режиме отработки наперед заданного угла рассогласования. Передаточные функции $W'(s)$ и $Z'(s)$, записанные в виде выражений (VIII.81) и (VIII.82), справедливы только для режима слежения. В режиме отработки наперед заданного угла рассогласования, когда задающий вал следящей системы неподвижен, эти передаточные функции можно записать в виде

$$W'(s) = W_1(s) = k_t; \qquad \text{(VIII.84)}$$

$$Z'(s) = Z_4(s)\,Z_5(s)\,\frac{1}{W_9(s)} = k_{Tг}k_{y_1}\beta i_p s. \qquad \text{(VIII.85)}$$

Для сокращения записи передаточных функций контуров объединим несколько последовательно соединенных звеньев в одно звено.

Передаточные функции объединенных звеньев можно записать в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} W_{\rm I}(s) &= W_3(s)\,W_4(s);\\ W_{\rm II}(s) &= W_5(s)\,W_6(s);\\ Z_{\rm III}(s) &= Z_{10}(s)\,\frac{W_{10}(s)}{W_8(s')};\\ Z_{\rm IV}(s) &= Z_9(s)\,\frac{W_{10}(s)}{W_8(s)};\\ Z_{\rm V}(s) &= Z_8(s)\,Z_7(s). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.86)}$$

Пользуясь этими обозначениями, структурную схему системы можно преобразовать к виду, показанному на фиг. VIII.61,*в*.

По структурным схемам (фиг. VIII.61,*в* и *г*) можно записать передаточные функции контуров в виде

$$W_{\text{I}_к}(s) = \frac{W_{\text{II}}(s)}{1 + W_{\text{II}}(s)\,Z_{\text{III}}(s)},$$

где $W_{\text{I}_к}^{(s)}$ — передаточная функция первого замкнутого контура;

$$W_{\text{II}_к}(s) = \frac{W_{\text{I}}(s)\,W_{\text{I}_к}(s)}{1 + W_{\text{I}}(s)\,W_{\text{I}_к}(s)\,Z_{\text{IV}}(s)},$$

где $W_{\text{II}_к}^{(s)}$ — передаточная функция второго замкнутого контура;

$$W_{\text{III}_к}(s) = \frac{W_2(s)\,W_{\text{II}_к}(s)}{1 + W_2(s)\,W_{\text{II}_к}(s)\,Z_{\text{V}}(s)},$$

где $W_{\text{III}_к}^{(s)}$ — передаточная функция третьего замкнутого контура.

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутых и замкнутых первых трех контуров системы показаны на фиг. VIII.62,*а* и *б*, фиг. VIII.63,*а* и *б*, фиг. VIII.64,*а* и *б*, фиг VIII.65,*а* и *б* *.

Передаточную функцию всей разомкнутой системы запишем в виде

$$W(s) = \frac{W'(s)\,W_{\text{III}_к}(s)\,W_{10}(s)\,W_9(s)}{1 + W_{\text{III}_к}(s)\,W_{10}(s)\,W_9(s)\,Z'(s)}. \qquad \text{(VIII.87)}$$

Подставив соответствующие значения передаточных функций звеньев в выражение (VIII.87), получим передаточную функцию разомкнутой системы, работающую в режиме слежения:

$$W(s) = \frac{\dfrac{k_t k_s k_к k_a k_{Дв}}{R_f R_к i_p}\left(\dfrac{k_{y_1} k_{Tг}}{i_1 k_t}s + 1\right)(T_c s + 1)}{s\,[(T_{\text{I}}s+1)(T_{\text{II}}s+1)\,T_к s+1)(T_f s+1)(T_c s+1) + \dfrac{k_\rho k_{Дв} k_a k_v}{k_м R_к}(J_n s+1)(T_c s+1)(T_f s+1) + \dfrac{k_к k_a k_v k_{Дв} M}{R_f R_к k_м}s \times (J_n s+1)(T_c s+1) + \dfrac{k_s k_к k_a k_{y_1}\beta_3 T_c}{R_к R_f}s\,(T_{\text{I}}s+1)(T_{\text{II}}s+1) - \dfrac{k_s k_к k_a k_{Дв}}{R_f R_к}(T_c s+1)\left(\dfrac{k_{Tг}k_{y_1}}{i_1} - k_{Tг}\beta_2 k_{y_1} i_p\right)\Big]} \qquad \text{(VIII.88)}$$

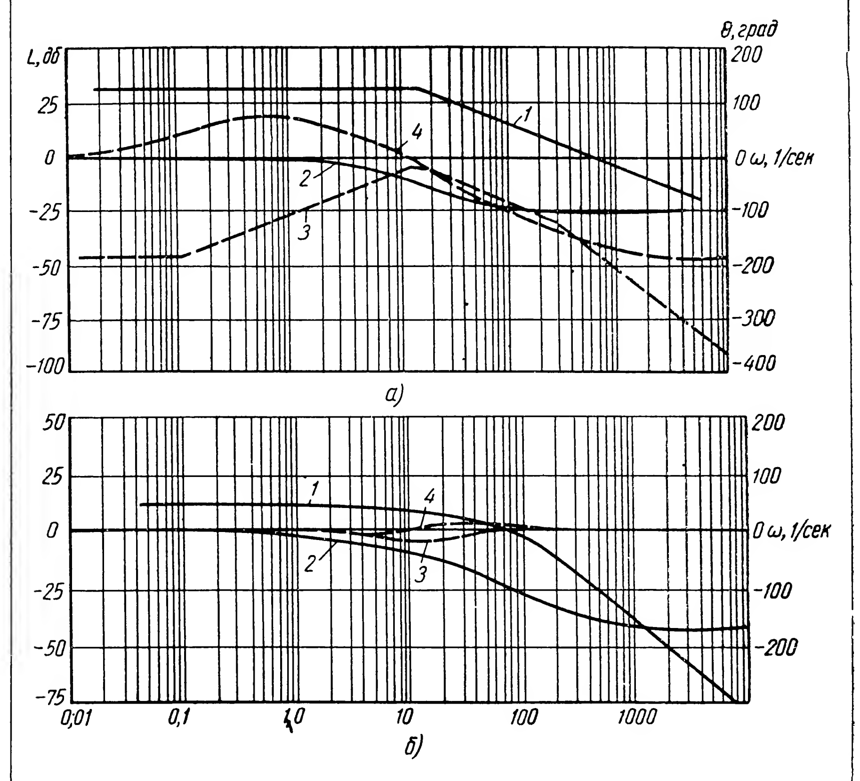
---

* Замыкания контуров производятся с помощью номограммы (фиг. VIII.66). На номограмме амплитудно-фазовые характеристики соответствующих разомкнутых контуров обозначены цифрами:

1 — для передаточной функции $W_{II}(j\omega)\cdot Z_{III}(j\omega)$;

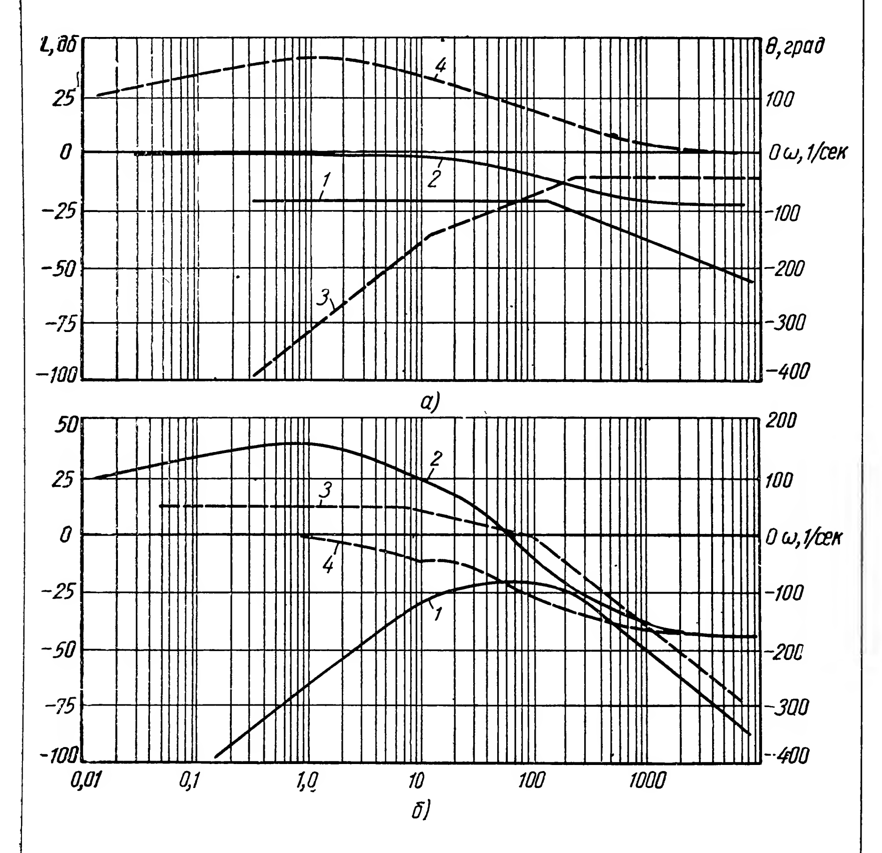
2 — для передаточной функции $W_{\text{I}}(j\omega)\,W_{\text{I}\,к}(j\omega)\,Z_{\text{IV}}(j\omega)$;

3 — для передаточной функции $W_2(j\omega)\,W_{\text{II}к}(j\omega)\,Z_{\text{V}}(j\omega)$.



Фиг. VIII. 62. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — для первого разомкнутого контура: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II}(j\omega)$ соответственно; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II}(j\omega)Z_{II}(j\omega)$; *б* — для первого замкнутого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{I_K}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\frac{1}{1+W_{II}(j\omega)Z_{III}(j\omega)}$.

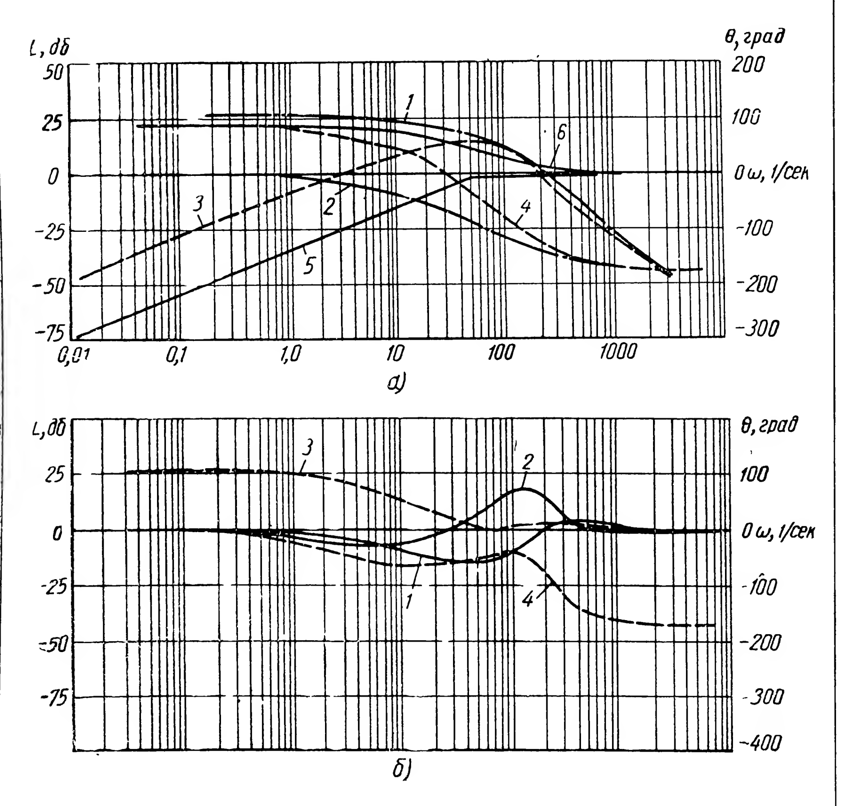


Фиг. VIII.63. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — для второго разомкнутого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{I}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $Z_{IV}(j\omega)$; *б* — для второго замкнутого контура: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции

$W_{1}(j\omega)\, W_{I_{к}}(j\omega) Z_{IV}(j\omega)$;

3 и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики $W_{II_{к}}(j\omega)$

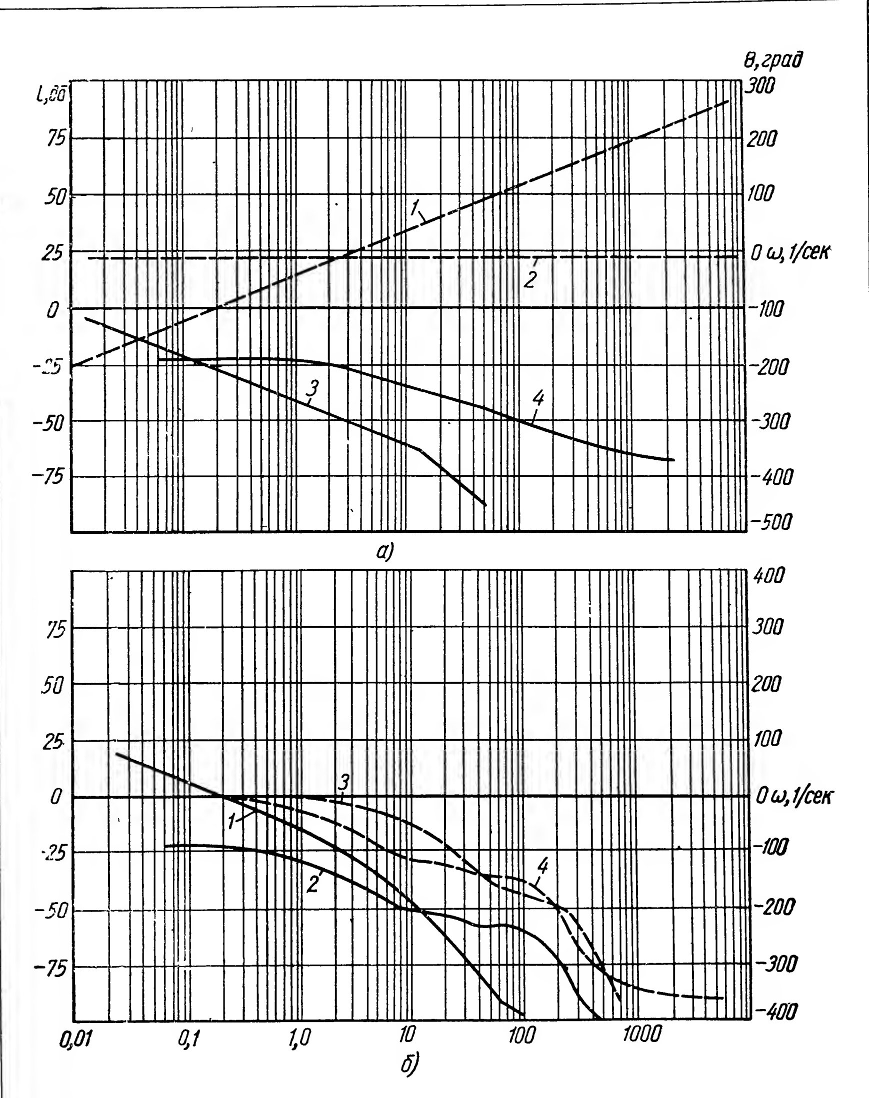


Фиг. VIII.64. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — для третьего разомкнутого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_2(j\omega)\ W_{II_K}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_2(j\omega)W_{II_K}(j\omega)Z_V(j\omega)$; *5* и *6* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $Z_V(j\omega)$; *б* — для третьего замкнутого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции

$$\frac{1}{1+W_2(j\omega)W_{II_K}(j\omega)\omega)Z_V(j\omega)};$$

3 и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{III_K}(j\omega)$.



Фиг. VIII 65. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — для корректирующего устройства четвертого контура. *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $Z'(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_9(j\omega)$ $W_{10}(j\omega)$; *б* — для передаточных функций прямой цепи четвертого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_9(j\omega)W_{10}(j\omega)W_{III_к}(j\omega)$: *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_9(j\omega)W_{10}(j\omega)W_{III_к}(j\omega)Z'(j\omega)$.

Разделив числитель и знаменатель уравнения (VIII.88) на

$$(T_{\rm I}s+1)(T_{\rm II}s+1)(T_{\kappa}s+1)(T_{f}s+1)(T_{\kappa}s+1),$$

можно показать, что получение в системе астатизма второго порядка возможно лишь при равенстве нулю следующего выражения:

$$1+\frac{k_{p}k_{a}k_{Дв}k_{v}}{k_{м}R_{к}}-\frac{k_{s}k_{к}k_{a}k_{Дв}k_{y_1}k_{Tг}}{R_{f}R_{к}}\left(\frac{1}{i_1}-\beta_2 i_p\right)=0. \quad \text{(VIII.89)}$$

Подставив в выражение (VIII.89) следующие значения параметров следящей системы [1]:

$$k_{Tг}=0{,}5\ в\cdot сек/рад;$$

$$k_{y_1}=12{,}5;$$

$$i_p=800;$$

$$i_1=\frac{1}{100},$$

получим

$$\frac{1}{i_1}-\beta_2 i_p=5{,}48$$

или

$$\beta_2=\frac{1-5{,}48 i_1}{i_1 i_p}. \quad \text{(VIII.90)}$$

Подставим соответствующие числовые значения в выражение (VIII.90), получим

$$\beta_2=0{,}12.$$

При $\beta_2=0{,}12$ в следящей системе имеется положительная обратная связь, так как

$$\frac{1}{i_1}-\beta_2 i_p>0.$$

Для данного неравенства передаточная функция четвертого контура системы имеет вид:

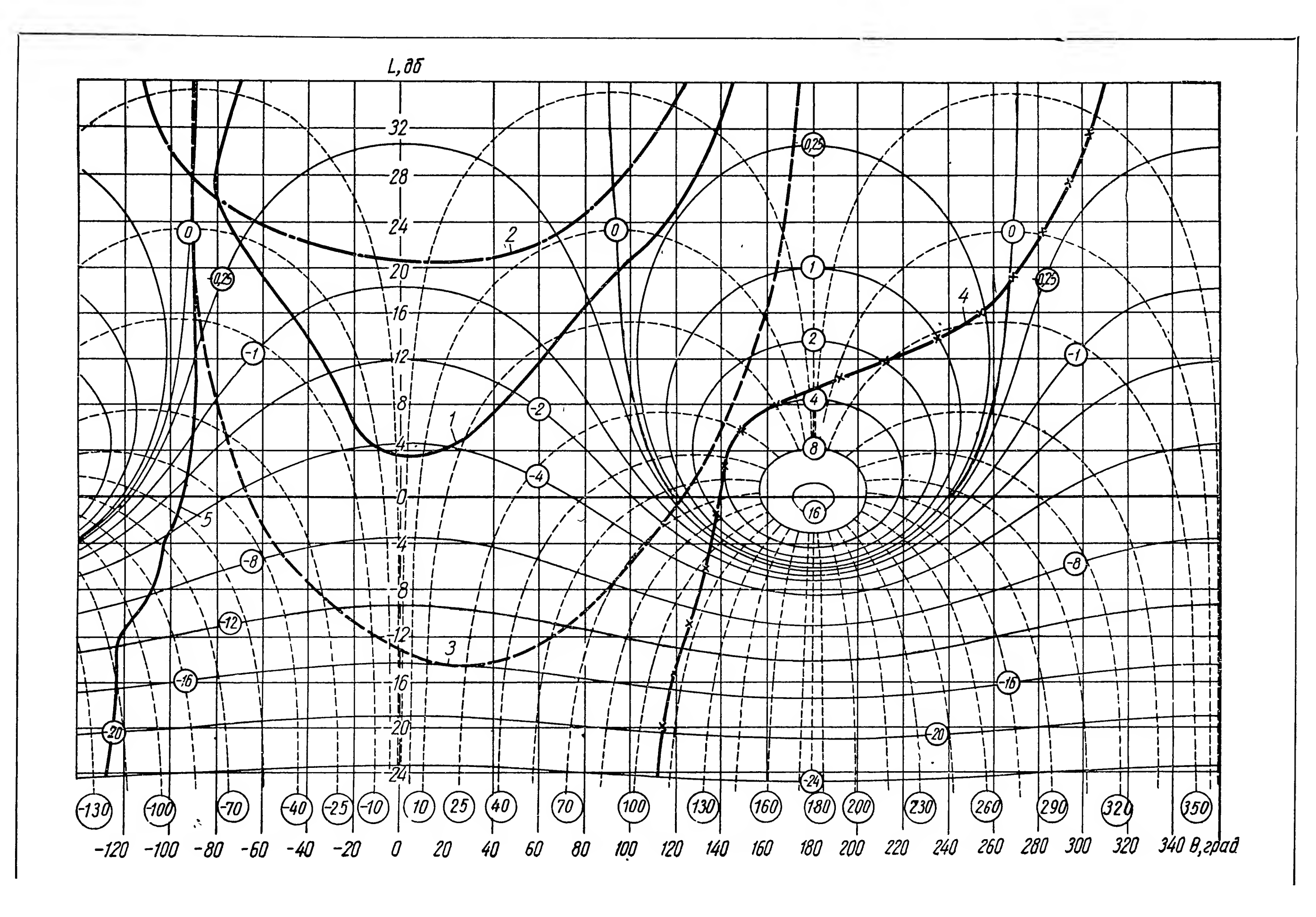
$$W_{\rm IV_{\kappa}}(s)=\frac{W_{\rm III_{\kappa}}(s)\,W_{10}(s)\,W_{9}(s)}{1-W_{\rm III_{\kappa}}(s)\,W_{10}(s)\,W_{9}(s)\,Z'(s)}. \quad \text{(VIII.91)}$$

Построение логарифмических амплитудных и фазовых частотных характеристик для контуров с положительной обратной связью производится с помощью номограммы. Соответствующее построение выполнено на фиг. VIII.66 * (кривая *5*). Перестроив

---

[1] Значения остальных параметров приведены раньше на стр. 483.

* Методика замыкания контуров с положительной обратной связью подробно изложена на стр. 520—521.


L, дб
32
28
24
20
16
12
8
4
0
4
8
12
16
20
24
-130 -100 -70 -40 -25 -10 10 25 40 70 100 130 160 180 200 230 260 290 320 350
-120 -100 -80 -60 -40 -20 0 20 40 60 80 100 120 140 160 180 200 220 240 260 280 300 320 340 θ, град

Фиг. VIII.66. Номограмма, связывающая значения амплитуд и фаз разомкнутых и замкнутых контуров. Сплошными линиями обозначены амплитудные частотные характеристики замкнутых контуров (либо систем). Числовые значения амплитуд замкнутых контуров (либо систем) приведены в кружках. Пунктирными линиями обозначены фазовые частотные характеристики замкнутых контуров (либо систем). Числовые значения этих фаз приведены в кружках внизу номограммы:

1 — амплитудно-фазовая характеристика первого контура; *2* — амплитудно-фазовая характеристика второго контура; *3* — амплитудно-фазовая характеристика третьего контура; *4* — амплитудно-фазовая характеристика четвертого контура с отрицательной обратной связью; *5* — амплитудно-фазовая характеристика четвертого контура с положительной обратной связью.

кривую *5* в логарифмическом масштабе (см. фиг. VIII.67, *а*) и добавив к этим характеристикам логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики звена, имеющего передаточную функцию вида

$$\frac{1}{Z'(j\omega)},$$

получим результирующие частотные характеристики замкнутого четвертого контура. Соответствующее построение выполнено на фиг. VIII.67, *а* сплошными линиями. Передаточная функция всей разомкнутой системы может быть определена по формуле

$$W(s) = W'(s)\, W_{\mathrm{IV}_к}(s).$$

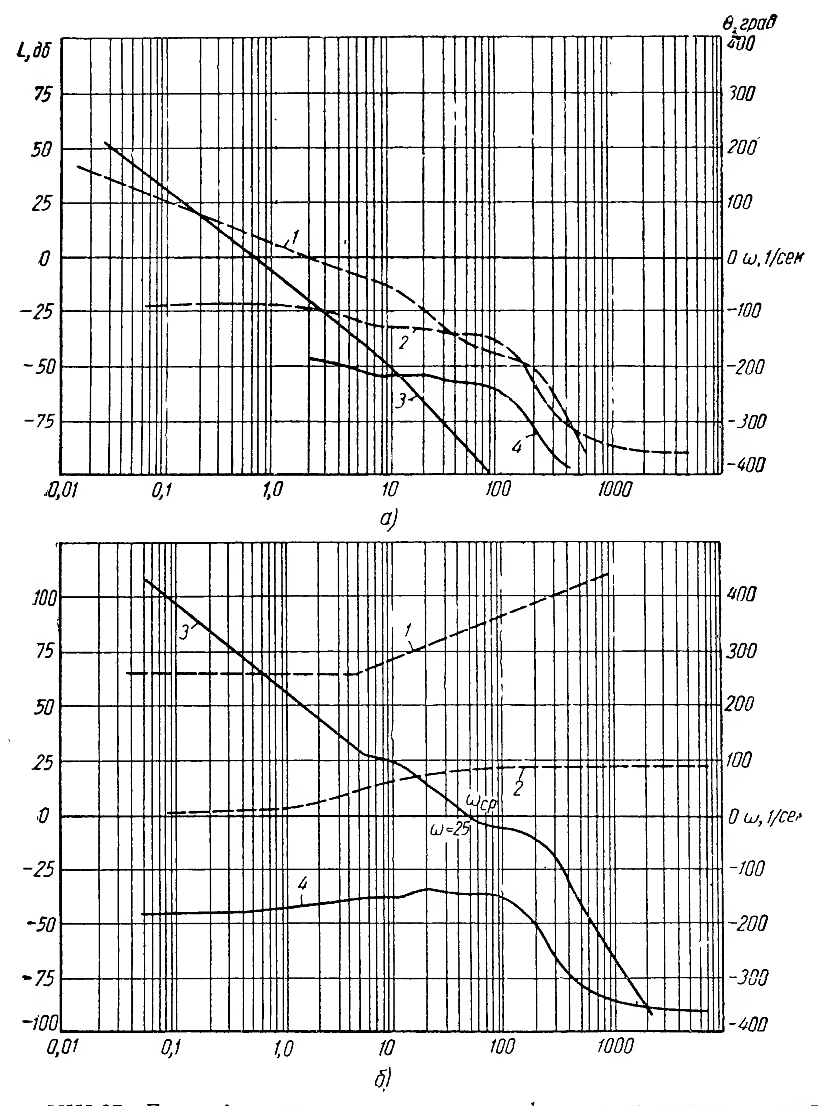
Частотные характеристики системы, построенные по этой передаточной функции, показаны на фиг. VIII.67, *б*. Из фиг. VIII.67, *б* видно, что логарифмическая амплитудная частотная характеристика ($|W|$ — показана сплошной линией) имеет частоту среза $\omega_{ср} = 47\ 1/сек$. При частоте среза запас устойчивости системы по фазе равен 34°. Фазовая характеристика разомкнутой системы в районе частоты среза имеет почти пологий участок длиной около декады, что указывает на высокую стабильность системы в замкнутом состоянии. Низкочастотная часть логарифмической амплитудной частотной характеристики разомкнутой системы имеет наклон —40 *дб/дек*. Последнее и указывает на наличие в системе астатизма второго порядка. Значение угла рассогласования такой системы можно вычислить с помощью следующей формулы:

$$\delta = \frac{1}{D_\varepsilon}\varepsilon_1 + \delta_m.$$

Как видно из фиг. VIII.67, *б*, добротность системы по ускорению

$$D_\varepsilon = (\omega^*)^2 = 625\ 1/сек.$$

Приняв $\delta_m = 2'$, можно построить характеристики точности системы. На фиг. VIII.68 показаны характеристики точности для двух режимов слежения: первый — при $\omega_1 = \mathrm{const}$, второй — при $\varepsilon_1 = \mathrm{const}$. Здесь же точками нанесены экспериментальные значения углов рассогласования.

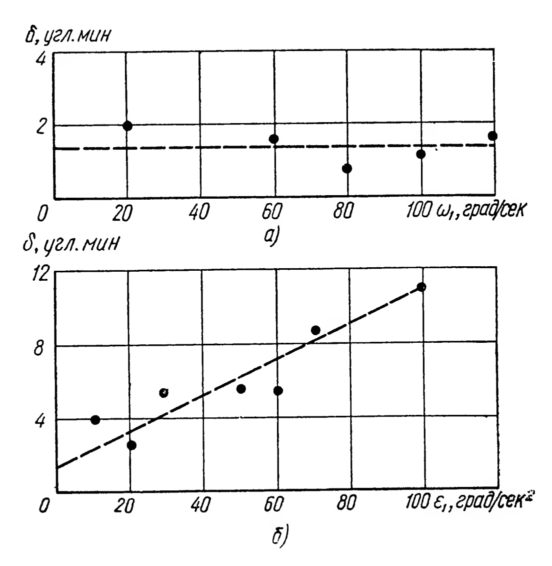


Фиг. VIII.67. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — для четвертого контура с положительной обратной связью $W_9(j\omega)W_{10}(j\omega)W_{III_\kappa}\times$ $\times Z'(j\omega)$: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\dfrac{W_9(j\omega)W_{10}(j\omega)W_{III_\kappa}(j\omega)Z'(j\omega)}{1-W_9(j\omega)W_{10}(j\omega)W_{III_\kappa}(j\omega)Z'(j\omega)}$;

3 и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{IV_\kappa}(j\omega)$; *б* — для всей разомкнутой системы в режиме слежения: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W'(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W(j\omega)$.

Для оценки качества регулирования процесса отработки наперед заданного угла рассогласования на фиг. VIII.69 показана логарифмическая частотная характеристика четвертого контура системы. Приняв $W'(s)$ и $Z'(s)$ в виде формул (VIII.84) и (VIII. 85), будем строить логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики четвертого контура $W_{IV}(j\omega)$



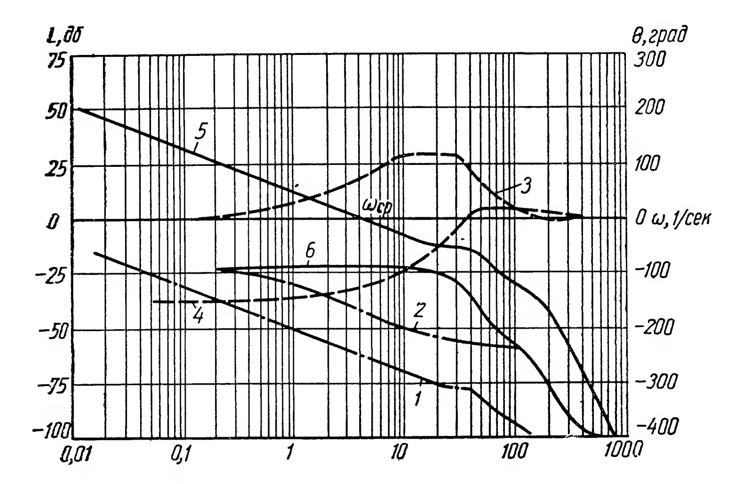
Фиг. VIII.68. Характеристики точности силовой следящей системы с комбинированным управлением:

а — кинематические углы рассогласования;
б — динамические углы рассогласования.

и всей разомкнутой системы $W(j\omega)$ для режима обработки наперед заданных углов рассогласования. Амплитудно-фазовая характеристика четвертого контура с отрицательной обратной связью построена на номограмме (фиг. VIII.66, кривая *4*). Логарифмические амплитудная $|W_{сист}|$ и фазовая частотные характеристики всей разомкнутой системы приведены на фиг. VIII.69.

Из построенных логарифмических частотных характеристик видно, что система устойчива в замкнутом состоянии, так как при частоте среза системы $\omega_{cp} = 4{,}2$ *1/сек* имеется запас устойчивости по фазе $\gamma_c \approx 90°$. Фазовая характеристика в области частоты среза параллельна оси частот. Поэтому даже значительное изменение режима работы системы и ее параметров не приведут к потере устойчивости. Характеристика переходного процесса в комбинированной силовой следящей системе при отработке управляющего единичного воздействия $\Theta_1(t)$ строится обычным путем по частотным характеристикам, показанным на фиг. VIII.69.

Построение переходного процесса комбинированной системы в режиме отработки управляющих синусоидальных воздействий производится с помощью частотных характеристик, показанных на фиг. VIII.67,*б*.



Фиг. VIII.69. Амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с комбинированным управлением для четвертого контура и всей системы в режиме отработки наперед заданных углов рассогласования:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{IV_к}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции

$$\frac{1}{1+W_9(j\omega)\,W_{10}(j\omega)\,W_{III_к}(j\omega)\,Z'(j\omega)};$$

5 и *6* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{сил}(j\omega)$.

7. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СИЛОВЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

На работу синхронных силовых следящих систем большое влияние оказывает упругость и люфты редуктора. При некоторых значениях жесткости редуктора и приведенного момента инерции в следящей системе возникают незатухающие колебания, устранить которые без переделки редукторов не представляется возможным.

Люфты в редукторе также являются источником незатухающих колебаний. Как правило, в силовых следящих системах не допускаются незатухающие колебания выходного вала системы. Поэтому при проектировании силовых следящих систем необходимо выбирать такие параметры системы, при которых невозможны колебания выходного вала из-за упругости редуктора или его люфтов.

а) Влияние упругости редуктора на работу силовых следящих систем

Редукторы в силовых следящих системах являются такими элементами, в которых, наряду с моментом нагрузки $M_n(t)$, действуют упругий момент $C_p = \left(\frac{\theta_{Дв}}{i_p} - \theta_2\right)$ и демпфирующий момент скоростного трения $D_n \frac{d\theta_2}{dt}$. Результирующий момент от всех приложенных моментов вызывает ускорение выходного вала системы, а вместе с ним и момента инерции исполнительного механизма. Уравнение движущихся масс исполнительного механизма запишем в виде

$$J_n \frac{d^2\theta_2}{dt^2} = M_n(t) + C_p\left(\frac{\theta_{Дв}}{i_p} - \theta_2\right) - D_n \frac{d\theta_2}{dt}, \qquad \text{(VIII.92)}$$

где J_n — момент инерции исполнительного механизма;
D_n — постоянная скоростного трения редуктора и исполнительного механизма;
C_p — крутильная жесткость редуктора;
$M_n(t)$ — момент внешней нагрузки (приложен к выходному валу следящей системы);
i_p — передаточное число редуктора;
θ_2 — угол поворота выходного вала следящей системы;
$\theta_{Дв}$ — угол поворота якоря электродвигателя.

Уравнение движущихся масс электропривода системы можно написать в виде

$$J_{Дв} \frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} = k_м i_a - \frac{C_p}{i_p^2}(\theta_{Дв} - \theta_2 i_p) - k_v \frac{d\theta_{Дв}}{dt}, \qquad \text{(VIII.93)}$$

где $J_{Дв}$ — момент инерции якоря электродвигателя;
$k_м$ — моментная постоянная электродвигателя;
k_v — постоянная скоростного трения электродвигателя.

Применим преобразование Лапласа к выражениям (VIII.92) и (VIII.93) и имея в виду нулевые начальные условия, получим

$$(T_n^2 s^2 + 2\zeta_n T_n s + 1)\,\Theta_2(s) = \frac{M_n(s)}{C_p} + \frac{1}{i_p}\Theta_{Дв}(s);$$

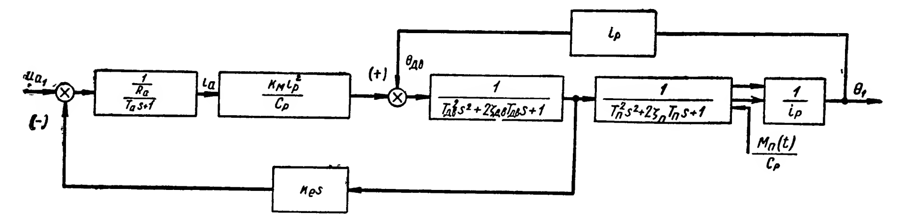
$$(T_{Дв}^2 s^2 + 2\zeta_{Дв} T_{Дв} s + 1)\,\Theta_{Дв}(s) = \frac{k_м i_p^2}{C_p} I_a(s) + i_p\Theta_2(s), \qquad \text{(VIII.94)}$$

где

$$T_n = \sqrt{\frac{J_n}{C_p}}; \qquad T_{Дв} = \sqrt{\frac{J_{Дв} i_p^2}{C_p}};$$

$$\zeta_n = \frac{D_n}{2\sqrt{J_n C_p}}; \qquad \zeta_{Дв} = \frac{k_v i_p}{2\sqrt{J_{Дв} C_p}}.$$

По уравнениям (VIII.94) можно составить структурную схему двух агрегатов системы (силового редуктора и привода).



Фиг. VIII.70. Структурная схема упругого редуктора и привода силовой следящей системы.

Анализ устойчивости следящей системы с упругим редуктором произведен на примере силовой следящей системы с электромашинным усилителем (фиг. VIII.32, *а*). Структурная схема такой системы показана на фиг. VIII.71, *а*. Как видно из структурной схемы, анализ устойчивости силовой следящей системы выполнить достаточно сложно из-за наличия пересекающихся обратных связей. Для удобства построения логарифмических частотных характеристик преобразуем исходную структурную схему системы к виду, изображенному на фиг. VIII.71, *б*.

Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики системы будем строить раздельно по контурам. Числовые значения параметров синхронно-следящей системы будем считать следующим [1].

$$J_n = 2\ кГ\cdot м\cdot сек^2;\quad i_p = 800;$$

$$J_{Дв} = 2{,}6\cdot 10^{-4}\ кГ\cdot м\cdot сек^2;$$

$$D_n = 5\ кГ\cdot м\cdot сек/рад;\quad C_p = 2\cdot 10^5\ кГ\cdot м/рад;$$

$$k_v = 0{,}24\cdot 10^{-4}\ кГ\cdot м\cdot сек/рад;$$

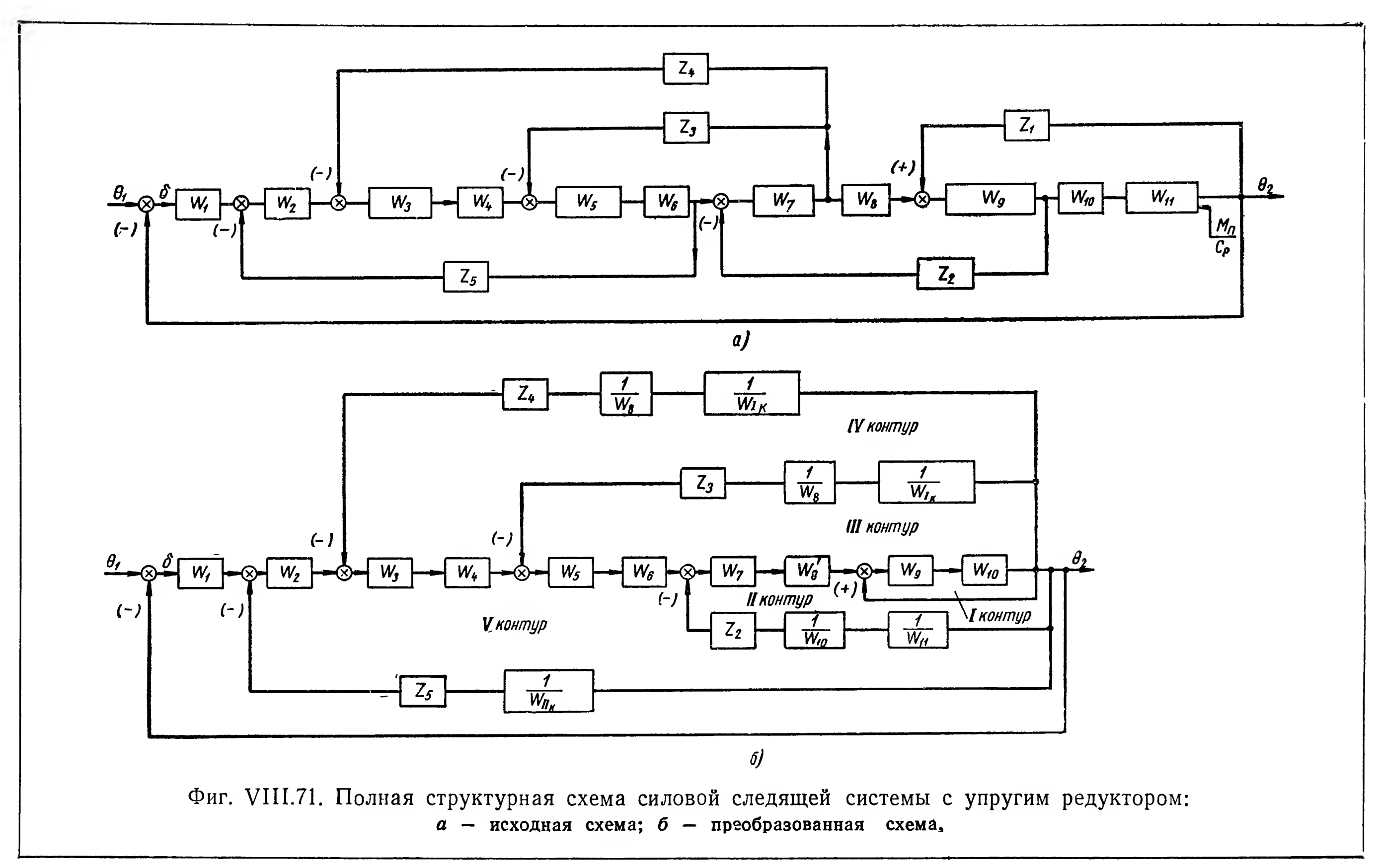
---

[1] Остальные параметры силовой синхронно-следящей системы приведены на стр. 483. Передаточные функции от W_1 до W_7 см формулы (VIII.43), а другие задаются следующими выражениями:

$$Z_1(s) = i_p;\quad Z_2(s) = k_e s;\quad Z_3(s) = k_p;\quad Z_4(s) = Ms;\quad Z_5(s) = \frac{T_c s}{T_c s + 1};$$

$$W_8'(s) = \frac{k_M i_p}{C_p};\quad W_9(s) = \frac{1}{T_{Дв}^2 s^2 + 2\zeta_{Дв} T_{Дв} s + 1};$$

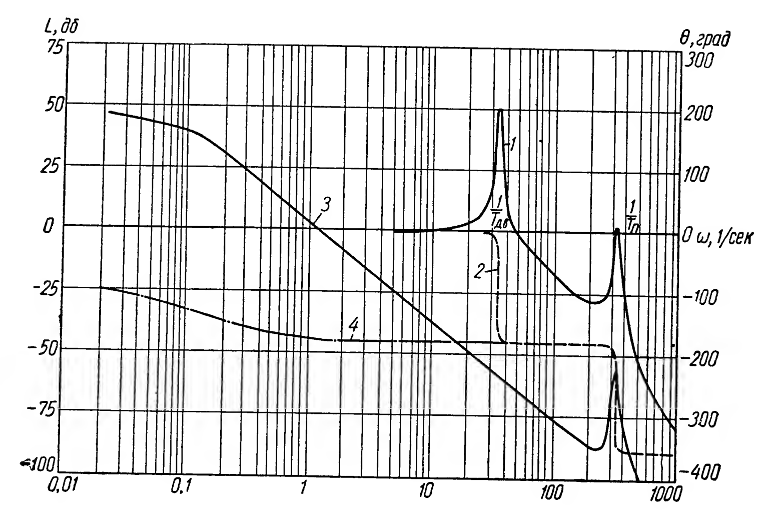
$$W_{10}(s) = \frac{1}{T_n^2 s^2 + 2\zeta_n T_n s + 1};\quad W_{11}(s) = \frac{1}{i_p}.$$



Фиг. VIII.71. Полная структурная схема силовой следящей системы с упругим редуктором:
а — исходная схема; *б* — преобразованная схема.

На фиг. VIII.72 показаны логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики по передаточной функции

$$W_n(j\omega) = \frac{1}{[(T_n j\omega)^2 + 2\zeta_n T_n j\omega + 1]\,[(T_{Дв} j\omega)^2 + 2\zeta_{Дв} T_{Дв} j\omega + 1]}. \quad \text{(VIII.95)}$$



Фиг. VIII.72 Амплитудные и фазовые частотные характеристики механической части привода и силового упругого редуктора:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_n(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{I_к}(j\omega)$.

Для построения замкнутого первого контура системы с положительной обратной связью запишем передаточную функцию контура в виде

$$W_{I_к}(j\omega) = \frac{\dfrac{\dfrac{1}{i_p}}{[(T_n j\omega)^2 + 2\zeta_n T_n j\omega + 1]\,[(T_{Дв} j\omega^2) + 2\zeta_{Дв} T_{Дв} j\omega + 1]}}{1 - \dfrac{1}{[(T_n j\omega)^2 + 2\zeta_n T_n j\omega + 1]\,[(T_{Дв} j\omega)^2 + 2\zeta_{Дв} T_{Дв} j\omega + 1]}}. \quad \text{(VIII.96)}$$

Для построения логарифмических частотных характеристик первого замкнутого контура прологарифмируем выражение (VIII.96), тогда получим

$$20 \lg W_{I_к}(j\omega) = 20 \lg \frac{W_n(j\omega)}{1 - W_n(j\omega)} \frac{1}{i_p}, \quad \text{(VIII.97)}$$

а для построения логарифмических частотных характеристик вида $20 \lg \dfrac{W_n(j\omega)}{1 - W_n(j\omega)}$ необходимо пользоваться номограммой, связывающей частотные характеристики разомкнутого контура с частотными характери-

стиками замкнутого контура[1]. Следует заметить, что эта номограмма построена для контуров, имеющих отрицательную обратную связь, и поэтому пользоваться ею обычным способом в случае контуров с положительной обратной связью не представляется возможным. Прежде чем перейти к методу использования этой номограммы для контуров, имеющих положительную обратную связь, рассмотрим передаточную функцию замкнутого контура с отрицательной обратной связью. Запишем ее в виде

$$W_к(j\omega) = \frac{W'(j\omega)}{1 + W'(j\omega)}, \tag{VIII.98}$$

где $W'(j\omega)$ — передаточная функция разомкнутого контура.

Из выражения (VIII.98) найдем передаточную функцию разомкнутой системы

$$W'(j\omega) = \frac{W_к(j\omega)}{1 - W_к(j\omega)}. \tag{VIII.99}$$

Сравнив выражения (VIII.98) и (VIII.99), видим, что по характеру написания они совершенно одинаковы, за исключением знака в знаменателе. Исходя из этого, можно показать, что логарифмические частотные характеристики

$$20 \lg \frac{W'(j\omega)}{1 + W'(j\omega)} = 20 \lg W_к(j\omega) \tag{VIII 100}$$

и

$$20 \lg \frac{W_к(j\omega)}{1 - W_к(j\omega)} = 20 \lg W'(j\omega) \tag{VIII.101}$$

можно построить по номограмме, связывающей значения амплитуд и фаз разомкнутого контура с значениями амплитуд и фаз замкнутого контура. Для контуров с отрицательной обратной связью [формула (VIII.100)] значения амплитуд и фаз разомкнутого контура следует откладывать по осям ординат и абсцисс, а значения амплитуд и фаз замкнутого контура снимать с номограмм. Для контуров с положительной обратной связью, наоборот, значения амплитуд и фаз разомкнутого контура следует отмечать на кривых номограммы, а значения амплитуд и фаз замкнутого контура считывать по осям ординат и абсцисс. Такой порядок построения следует из передаточных функций (VIII.100) и (VIII.101). Исходя из этого, видно, что, изменяя порядок построения частотных характеристик замкнутого контура с отрицательной обратной связью на обратный (в указанном выше смысле), можно получить частотные характеристики замкнутого контура с положительной обратной связью.

На номограмме (фиг. VIII.73) пунктиром показана логарифмическая амплитудно-фазовая характеристика $W_n(j\omega)$ разомкнутого контура системы. Сняв с номограммы соответствующие значения амплитуд и фаз, получим характеристику для замкнутого контура с положительной обратной связью. Перенесем найденные значения амплитуд и фаз на фиг. VIII.72, тогда получим частотные характеристики первого контура системы. На фиг. VIII.74, *а* показаны логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики второго контура. Передаточная функция второго контура записывается в следующем виде:

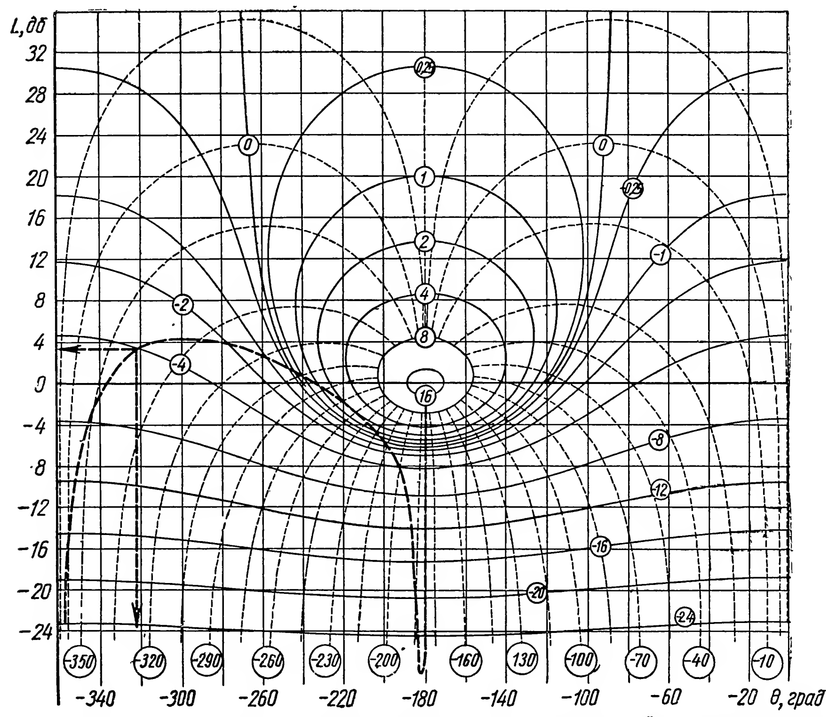
$$W_{\mathrm{II}_к}(j\omega) = \frac{\dfrac{k_м i_p}{C_p R_a (T_a j\omega + 1)} W_{\mathrm{I}_к}(j\omega)}{1 + \dfrac{k_м i_p^2 k_e [T_n^2 (j\omega)^2 + 2\zeta_n T_n j\omega + 1] j\omega}{C_p R_a (T_a j\omega + 1)} W_{\mathrm{I}_к}(j\omega)}.$$

---

[1] Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. 1. Машгиз, 1954.

На фиг. VIII.74, *б* показаны логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики третьего контура системы. Его передаточная функция в замкнутом виде записывается в виде

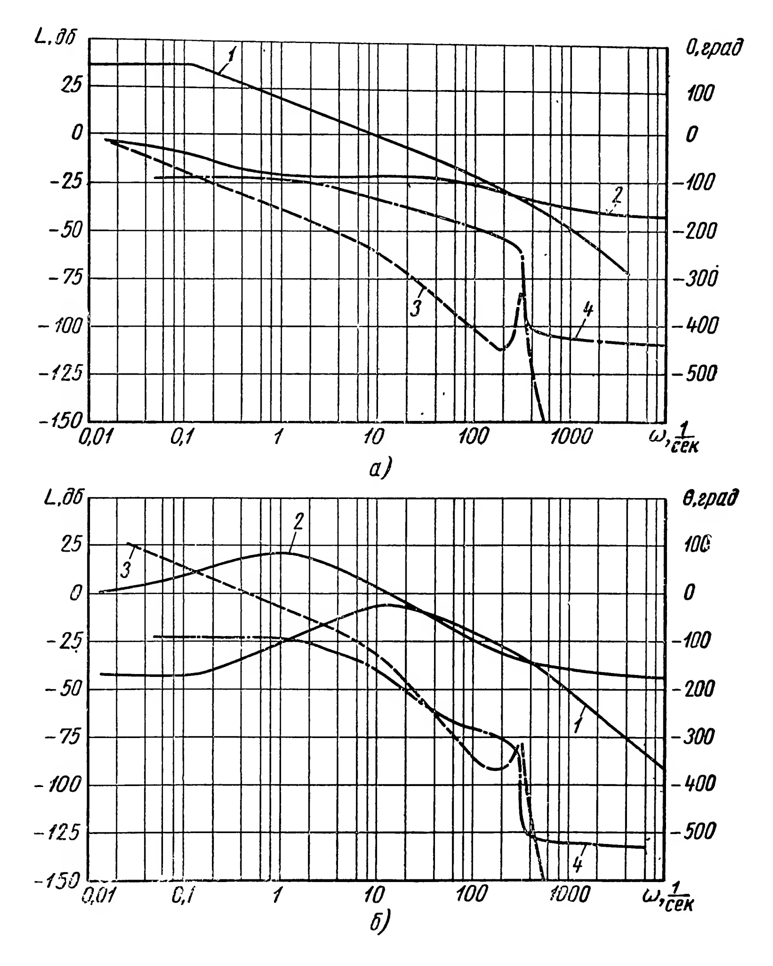
$$W_{\mathrm{III}_\kappa}(j\omega)=\frac{\dfrac{k_a W_{\mathrm{II}_\kappa}(j\omega)}{R_\kappa(T_\kappa j\omega+1)}}{1+\dfrac{\dfrac{k_a k_\rho C_p}{R_\kappa k_м i_p}W_{\mathrm{II}_\kappa}(j\omega)}{(T_\kappa j\omega+1)W_{\mathrm{I}_\kappa}(j\omega)}}.$$



Фиг. VIII.73. Номограмма с нанесенной амплитудно-частотной характеристикой разомкнутого контура силовой следящей системы с электромашинным усилителем и упругим редуктором (см. подпись к фиг. VIII.66).

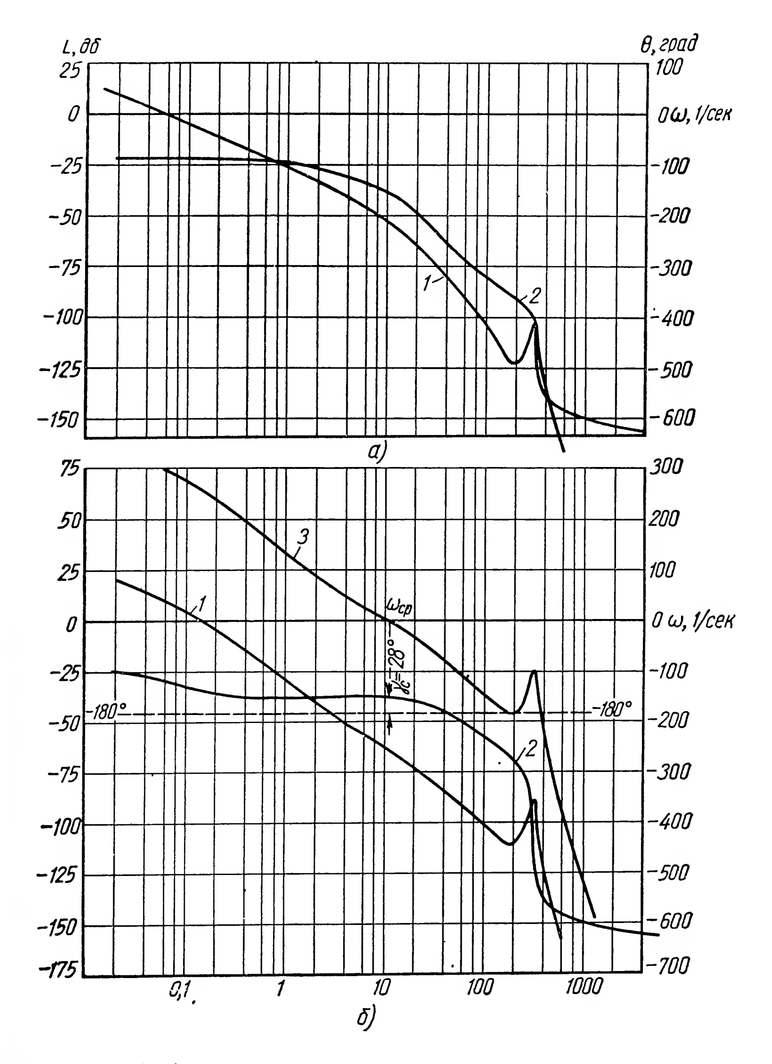
Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики четвертого замкнутого контура системы строятся по передаточным функциям вида

$$W_{\mathrm{IV}_\kappa}(j\omega)=\frac{\dfrac{\dfrac{k_\kappa}{R_f}W_{\mathrm{III}_\kappa}(j\omega)}{T_f j\omega+1}}{1+\dfrac{k_\kappa M C_p j\omega W_{\mathrm{III}_\kappa}(j\omega)}{R_f k_м i_p(T_f j\omega+1)W_{\mathrm{I}_\kappa}(j\omega)}}.$$



Фиг. VIII.74. Амплитудные и фазовые частотные характеристики внутренних контуров следящей системы с упругим редуктором:

а — для второго контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II_a}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II_к}(j\omega)$; *б* — для третьего контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{III_a}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{III_к}(j\omega)$.



Фиг. VIII.75. Амплитудные и фазовые частотные характеристики внутренних контуров следящей системы с упругим редуктором:

а — для четвертого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{IV_к}(j\omega)$; *б* — для пятого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{V_к}(j\omega)$; *3* — амплитудная характеристика всей разомкнутой системы $|W(j\omega)|$.

На фиг. VIII.75, *а* показаны частотные характеристики четвертого контура системы.

Логарифмические частотные характеристики пятого контура системы строятся по передаточной функции

$$W_{V_к}(j\omega) = \frac{k_s W_{IV_к}(j\omega)}{1 + \frac{k_s T_c j\omega W_{IV_к}(j\omega)}{(T_c j\omega + 1) W_{II_к}(j\omega)}}.$$

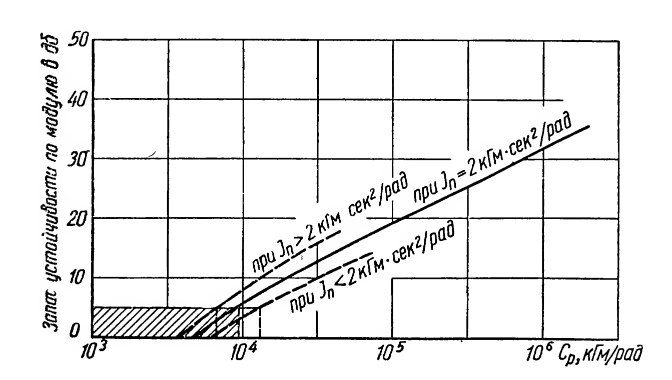
Сместив логарифмическую амплитудную частотную характеристику замкнутого пятого контура на величину $20 \lg \frac{k_t}{i_p}$, получим результатирующую логарифмическую амплитудную частотную характеристику всей системы (фиг. VIII.75, *б*).

Силовая следящая система при частоте среза $\omega_{ср} = 11$ 1/*сек* имеет запас устойчивости по фазе $\gamma_c = 28°$. Запас устойчивости системы по модулю составляет 20 *дб*, что указывает на достаточно хорошую стабильность системы. Даже при изменении параметров системы на $\pm 20\%$ ее показатели устойчивости практически не изменяются. Как видно из построения, результирующая амплитудная характеристика $|W(j\omega)|$ разомкнутой системы при крутильной жесткости $C_p = 2 \cdot 10^5$ *кГм/рад* имеет резко выраженный резонансный участок в области частоты $\omega = 300$ 1/*сек*. Амплитуда разомкнутой части характеристики всей системы расположена достаточно далеко от оси частот. Запас устойчивости системы по модулю составляет 23 *дб*. При уменьшении крутильной жесткости C_p редуктора до $2 \cdot 10^4$ *кГм/рад* запас устойчивости системы по модулю падает до 10 *дб*. Соответствующие частотные характеристики показаны на фиг. VIII.76. Когда характеристики жесткости редуктора станут такими, при которых максимум амплитудной характеристики достигнет оси частот, система станет неустойчивой, так как ее запас устойчивости по модулю при этом будет равен нулю. При высокой частоте среза системы $\omega_{ср} = 40$ 1/*сек* запас устойчивости по фазе примерно равен 0°. Таким образом, устойчивость силовой синхронно-следящей системы с электромашинным усилителем в рассмотренных условиях будет нарушена. В данном примере неустойчивость за счет упругости редуктора может быть получена лишь при $C_p \leqslant 5 \cdot 10^3$ *кГм/рад*. Соответствующие этому случаю результирующие амплитудные характеристики системы показаны на фиг. VIII. 76 жирной сплошной линией.

На фиг. VIII.77 показана кривая, представляющая собой зависимость значений коэффициента запаса устойчивости по модулю от жесткости механической передачи при моменте инерции нагрузки $I_n = 2$ *кГм·сек/рад*. Приняв 5 *дб* за минимально допустимый запас устойчивости системы по модулю, можно построить области устойчивой и неустойчивой работы силовой синхронно-следящей системы. Область неустойчивой работы си-

Фиг. VIII.76. Результирующие амплитудные частотные характеристики силовой следящей системы с электромашинным усилителем и редуктором, имеющим различные крутильные жесткости:

1 — амплитудная характеристика разомкнутой системы при $C_p = 5 \cdot 10^3$ *кГм/рад*;
2 — фазовая характеристика разомкнутой системы при $C_p = 5 \cdot 10^3$ *кГм/рад*.



Фиг. VIII.77. Области устойчивой и неустойчивой работы силовой следящей системы в зависимости от крутильной жесткости редуктора.

стемы на фиг. VIII.77 выделена в заштрихованный прямоугольник. Из этого построения видно, что уменьшать жесткость редуктора ниже $C_p = 1 \cdot 10^4$ *кГм/рад* при $I_n = 2$ *кГ·сек/рад* практически нельзя. Незатухающие колебания можно получить, изменяя в системе и момент инерции нагрузки. Тогда штриховая линия, разбивающая плоскость на две области, будет перемещаться в направлении к оси ординат (если I_n увеличивается) или удалятся от оси ординат (если I_n уменьшается).

Итак, в силовых следящих системах при недостаточной жесткости механической передачи и некоторых значениях приведенного момента инерции нагрузки возникают незатухающие колебания выходного вала, нарушающие нормальный эксплуатационный режим работы системы. Кроме того, при малой жесткости механической передачи частота, при которой наблюдается выброс амплитудной характеристики, уменьшается и в системе возможно возникновение незатухающих колебаний из-за совпадения частот механической передачи и электропривода. Существует хорошо известное правило, гарантирующее отсутствие резонанса в силовой следящей системе. Сущность этого правила заключается в следующем: собственная частота механической передачи по крайней мере в 4—5 раз должна быть больше, чем частота среза системы ω_{cp}. Как видно из обоих рассмотренных случаев, для устранения колебаний системы необходимо увеличивать жесткость механической передачи.

Необходимо также иметь в виду, что существенное изменение жесткости редуктора и мест его крепления в большинстве случаев невозможно сделать без полной переделки всей механической части редуктора.

Поэтому при проектировании силовых следящих систем необходимо производить поверочный расчет редуктора на прочность и вводить в динамический расчет системы управления параметры жесткости и демпфирования механической передачи и рабочего механизма.

б) Влияние нелинейных характеристик на работу силовых синхронно-следящих систем

Статические характеристики любых реальных агрегатов систем автоматического регулирования являются нелинейными. В технике, строго говоря, вообще не существует агрегатов с линейными статическими характеристиками. Замена этих нелинейных характеристик линейными обычно справедлива лишь при действии очень малых входных сигналов или в некотором весьма узком диапазоне изменений входного сигнала. С ростом входного сигнала усилительные элементы системы насыщаются и их статические характеристики становятся существенно нелинейными. Нелинейные характеристики элементов оказывают большое влияние на работу силовых синхронно-следящих систем.

Насыщение усилительных элементов приводит к удлинению переходного процесса и время его протекания существенно увеличивается. Статические характеристики типа «насыщения» снижают точность работы следящих систем. При значительных входных сигналах, действующих на силовую следящую систему, образуются большие углы рассогласования, нарушающие нормальный эксплуатационный режим работы.

Кроме того, за счет действия насыщения происходит некоторое уменьшение эквивалентного коэффициента усиления нелинейного звена, что может привести к значительному снижению запасов устойчивости системы по фазе, вплоть до появления автоколебаний.

Для получения устойчивой работы такой нелинейной системы приходится изменять параметры корректирующего устройства, обеспечивая необходимые запасы устойчивости по фазе и модулю. Поэтому анализ силовых синхронно-следящих систем только в «чисто» линейном приближении явно недостаточен. Необходимо проводить анализ с учетом нелинейностей.

Многие усилительные и измерительные элементы систем обладают зоной нечувствительности, оказывающей влияние на их устойчивость.

Люфты в механических передачах силовых следящих систем вызывают не только амплитудные искажения входного сигнала, но и фазовые. Фазовые искажения приводят к отставанию сигнала по фазе в замкнутой системе, и при некоторых параметрах она становится неустойчивой. Возникающие в системе автоколебания низкой частоты нарушают ее нормальную работу.

Из практики работы с силовыми следящими системами с люфтами известно, что повышение момента сухого трения механической передачи может привести к получению устойчивой работы силовой следящей системы, но применять этот способ для повышения устойчивости работы системы явно нецелесообразно из-за переменности момента трения, вызываемого износом шестерен редуктора, температурой окружающей среды, условиями смазки и т. п.

Получение устойчивой работы системы, имеющей люфты в механической передаче, возможно лишь путем введения тахометрических обратных связей и выбором надлежащих параметров системы.

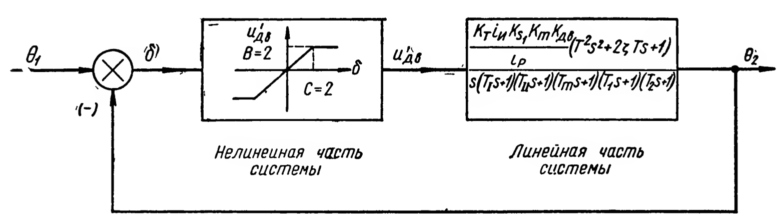
Анализ устойчивости силовых следящих систем с нелинейными характеристиками звеньев может быть выполнен с помощью метода гармонического баланса.

Рассмотрим силовую следящую систему с тиратронным усилителем [1], имеющим нелинейную статическую характеристику

[1] Силовая следящая система с тиратронным усилителем, работающим на линейном участке статической характеристики, детально рассматривалась в п. 4 настоящей главы.

типа «насыщения». Приведем нелинейную зону к сигналу ошибки, т. е. $C = \frac{60 \cdot 57{,}3}{1700} = 2$ угл. мин, и составим структурную схему системы (фиг. VIII. 78). Как известно, условие, определяющее автоколебания в системе, можно записать в виде

$$W(j\omega) = -\frac{1}{J\left(\frac{C}{A}\right)}.$$



Фиг. VIII.78. Структурная характеристика силовой следящей системы с тиратронным усилителем, имеющим статическую характеристику с насыщением.

или

$$20 \lg |W(\omega)| = 20 \lg \frac{1}{q\left(\frac{C}{A}\right)}. \qquad \text{(VIII.102*)}$$

На фиг. VIII. 79 показана зависимость $20\lg \frac{1}{q\left(\frac{C}{A}\right)}$ для нелинейного звена типа «насыщения».

Взяв $\frac{C}{A} = \frac{1}{30}$ найдем по фиг. VIII. 79 значение коэффициента $20\lg \frac{1}{q\left(\frac{C}{A}\right)} = 27$ *дб*.

Логарифмическую амплитудную частотную характеристику линейной части системы строим обычным способом (см. фиг. VIII.80).

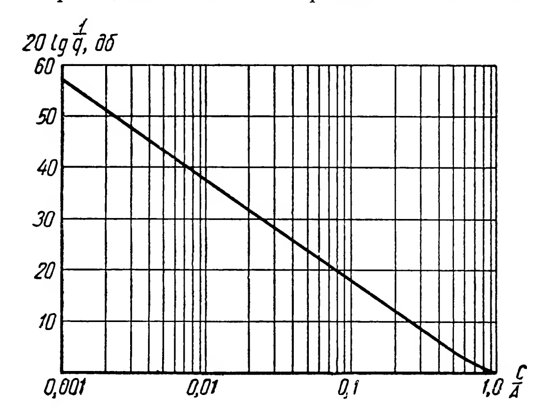
Проведя на фиг. VIII. 80 прямую, отстоящую от оси частот ω на расстоянии 27 *дб*, получим новую частоту среза системы ω_{cp_1}. На этой частоте среза $\gamma_c < 0$ и, следовательно,

---

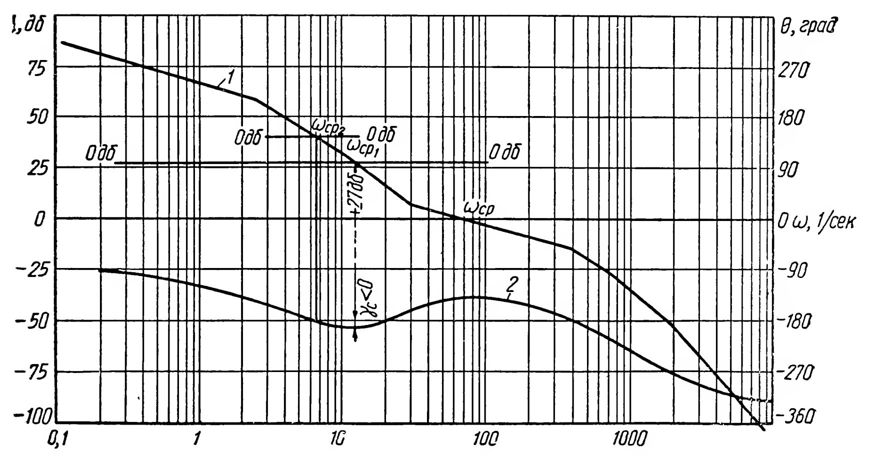
* Числовые значения эквивалентного коэффициента усиления нелинейного звена типа «насыщения» вычислялись по формуле

$$q\left(\frac{C}{A}\right) = \frac{2}{\pi}\left[\arc\sin\frac{C}{A} + \frac{C}{A}\sqrt{1 - \frac{C^2}{A^2}}\right].$$

система будет неустойчивой. Устойчивые колебания будем иметь лишь при частоте $\omega_{cp_2} = 6,4$ $1/сек$, где $\gamma_c = 0$. На фиг. VIII. 81 приведена осциллограмма колебаний выходного



Фиг. VIII.79. Характеристика эквивалентного коэффициента усиления нелинейного звена типа «насыщение».



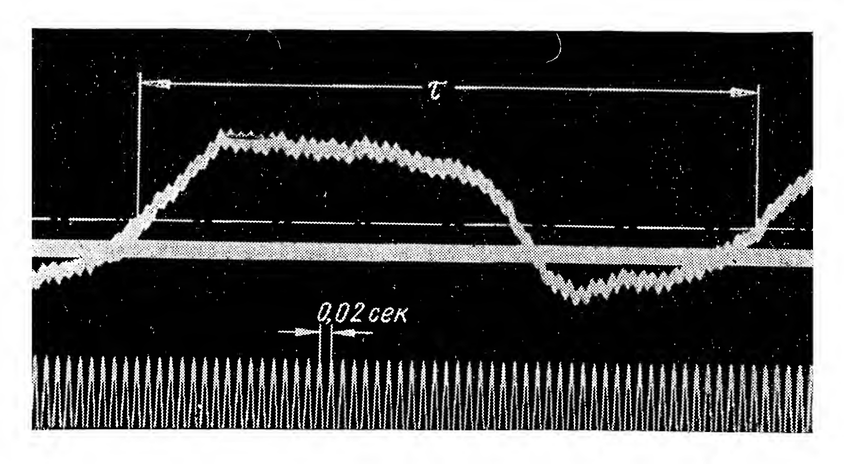
Фиг. VIII.80. Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой силовой следящей системы с тиратронным усилителем: 1 — $|W(j\omega)|$; 2 — $\theta(\omega)$.

вала этой системы. По осциллограмме видно, что частота колебаний равна 1,08 *гц** (т. е. $\omega = 6,75$ $1/сек$). Полученные экспериментальные значения частоты автоколебаний в силовой следящей системе достаточно хорошо совпадают с данными, вычисленными теоретическим путем.

---

* На фиг. VIII.81 период автоколебаний обозначен через τ.

Рассмотрим способы устранения автоколебаний в этой силовой следящей системе. Как видно из фиг. VIII.80, одним из путей устранения автоколебаний является уменьшение амплитуды входного сигнала A. Так, при заданной величине $C = 2$ угл. мин. и амплитуде $A = 3{,}3$ угл. мин. получим частоту среза системы $\omega_{cp} = 30\ 1/сек$. Запас устойчивости системы по фазе в частоте среза ω_{cp} равен 18°. При $\gamma_c = 18°$ система устойчива в замкнутом состоянии. Полученное уменьшение



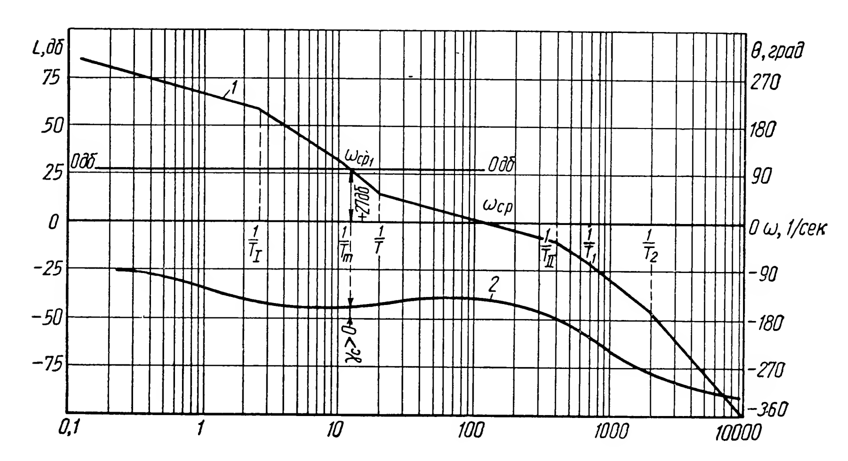
Фиг. VIII.81. Осциллограмма колебаний выходного вала силовой следящей системы с тиратронным усилителем, имеющим зону насыщения при $C=2$ угл. мин. Частота автоколебаний выходного вала системы $\omega_a=6{,}75\ 1/сек$.

запаса устойчивости по фазе приведет к увеличению максимума перерегулирования и к росту времени протекания переходного процесса. Если же амплитуда входного сигнала A может достигнуть больших значений, то силовая следящая система с нелинейностью типа «насыщения» будет неустойчива. Тогда для получения устойчивой работы системы необходимо изменить параметры корректирующего устройства таким образом, чтобы фазовая характеристика приходилась на 20—24° выше линии 180°.

На фиг. VIII. 82 показаны логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики силовой следящей системы с увеличенным значением постоянной времени корректирующего устройства T. В этом случае при любых значениях $\frac{C}{A}$ на частотах среза ω_{cp} будем иметь положительный запас устойчивости системы по фазе γ_c. Для рассмотренного нами случая $\gamma_c \geqslant (20—24)°$ и автоколебания в системе не возникнут. Получение высоких точностей работы линейных следящих систем не представляет значительных трудностей.

Путем увеличения коэффициентов усиления отдельных элементов систем и соответствующим подбором корректирующих устройств можно получить сколь угодно большие значения коэффициентов добротности систем по скорости и ускорению [1].

Возможности повышения точности следящих систем рассмотрим на примере системы с электромашинным усилителем.



Фиг. VIII.82. Амплитудная и фазовая частотные характеристики силовой следящей системы с тиратронным усилителем, имеющим зону насыщения, и измененными параметрами последовательного корректирующего устройства:

1 и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы.

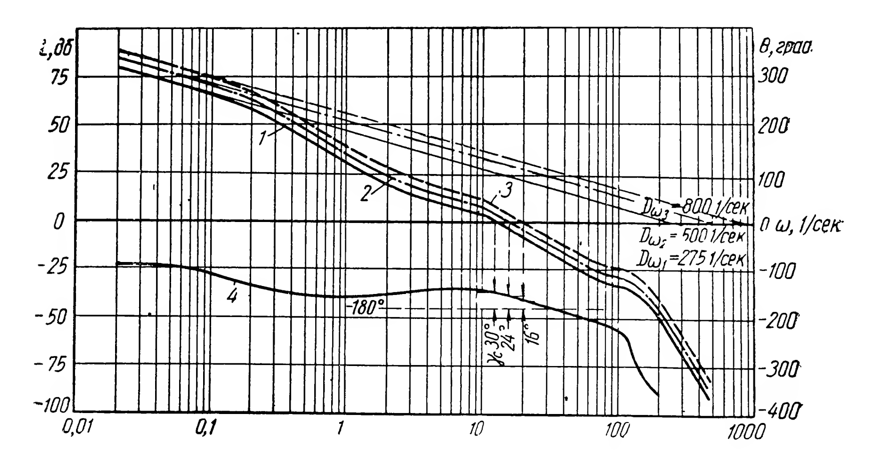
Приближенные значения коэффициентов добротности по скорости и ускорению этой системы могут быть вычислены по следующим формулам:

$$\left.\begin{aligned} D_\omega &= \frac{k_t i_u k_s k_a k_\kappa k_м}{R_f R_\kappa i_p (R_a k_v + k_м k_e)}; \\ D_\varepsilon &= \frac{k_t i_u k_м}{i_p T_c (R_a k_v + k_м k_e)}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.103)}$$

Рассмотрим сначала пути повышения точности работы следящей системы за счет увеличения коэффициента усиления сельсинной схемы k_t i_u На фиг. VIII. 83 показаны логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики силовой следящей системы с электромашинным усилителем и с увеличенными значениями коэффициентов усиления k_t i_u = = 3100 *в · сек/рад* и k_t i_u = 5000 *в · сек/рад*. Как видно из фиг. VIII. 83, увеличение коэффициента усиления сельсинной схемы в 3 раза приводит к значительному снижению запаса

[1] См., например, Мееров М. В Основы автоматического регулирования электрических машин. Госэнергоиздат, 1952.

устойчивости всей системы в целом. Уменьшение же запаса устойчивости силовой следящей системы по фазе до уровня ниже 25° требует существенного повышения стабильности параметров у агрегатов системы управления. Так, например, при изменении параметров системы за счет допусков или изменения режима работы системы (нагрев агрегатов системы, загрязнение коллектора якоря силового электродвигателя) происходит значительное уменьшение запаса устойчивости системы вплоть до полной потери устойчивости.

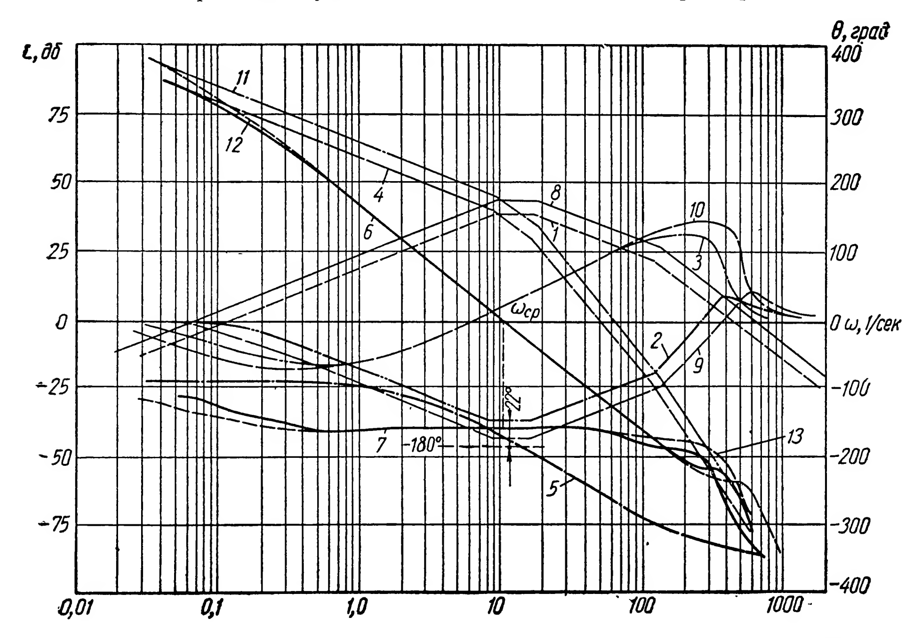


Фиг. VIII.83. Амплитудные и фазовые частотные характеристики для силовой следящей системы с электромашинным усилителем и увеличенными значениями коэффициентов усиления элементов, не охваченных параллельным корректирующим устройством:

1, 2, 3 — амплитудные частотные характеристики разомкнутой системы соответственно при D_{ω_1} = 275 1/*сек*, D_{ω_2} = 500 1/*сек* и D_{ω_3} = 800 1/*сек*; *4* — фазовая частотная характеристика разомкнутой системы.

При малых запасах устойчивости системы по фазе увеличивается количество колебаний и максимум перерегулирования выходного вала при отработке системой наперед заданного угла рассогласования. С ростом числа колебаний и максимума перерегулирования увеличивается износ редукторов в силовой передаче и щеток электродвигателей. Соответственно с этим снижается эксплуатационная надежность работы следящей системы. Поэтому способ повышения точности работы следящих систем за счет увеличения коэффициента усиления элементов, не охваченных параллельным корректирующим устройством, является нецелесообразным. Рассмотрим способ повышения точности следящей системы за счет увеличения коэффициентов усиления системы, охваченных параллельным корректирующим устройством. Наиболее просто удается это сделать путем увеличения коэффициентов усиления электронного усилителя k_s. Логарифмическая амплитудная и фазовая частотные

характеристики силовой следящей системы с увеличенными значениями коэффициента усиления электронного усилителя показаны на фиг. VIII. 84. При увеличении коэффициента усиления электронного усилителя k_s от 4 до 12 пропорционально



Фиг. VIII.84. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики для силовой следящей системы с электромашинным усилителем и увеличенными значениями коэффициентов усиления агрегатов, охваченных параллельным корректирующим устройством:

1 — амплитудная частотная характеристика для передаточной функции $W_{a_1}(j\omega)$ при $D_{\omega_1} = 800$ 1/*сек*; 2 и 3 — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\frac{1}{1+W_{a_1}(j\omega)}$; 4 и 5 — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{в_1}(j\omega)$ при $D_{\omega_1} = 800$ 1/*сек*; 6 и 7 — амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы при $D_{\omega_1} = 800$ 1/*сек*; 8 — амплитудная частотная характеристика для передаточной функции $W_{a_2}(j\omega)$ при $D_{\omega_2} = 1200$ 1/*сек*; 9 и 10 — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\frac{1}{1+W_{a_2}(j\omega)}$; 11 — амплитудная частотная характеристика для передаточной функции $W_{в_2}(j\omega)$ при $D_{\omega_2} = 1200$ 1/*сек*; 12 и 13 — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы при $D_{\omega_2} = 1200$ 1/*сек*.

возрастает коэффициент добротности системы D_ω до 1200 1/*сек*. При этом запас устойчивости системы по фазе сохраняется прежним и показатели качества регулирования силовой следящей системы остаются неизменными.

Поэтому, на первый взгляд, такой способ повышения точности работы следящих систем является допустимым, однако

существенным образом повысить точность работы следящих систем этим способом также не представляется возможным из-за влияния нелинейных характеристик у агрегатов систем. Люфт в редукторе силовой следящей системы приводит к появлению незатухающих колебаний.

Для рассмотрения этого явления приведем люфт в силовом редукторе к валу точного сельсина приемника и обозначим его через $2C$. Зная передаточную функцию линейной части $W(j\omega)$ и характеристику нелинейной части $J\left(\frac{C}{A}\right)$, можно определить условия возникновения автоколебаний в системе.

Нелинейный элемент типа «люфт» и вызывает как амплитудные, так и фазовые искажения сигнала, поэтому

$$|W(j\omega)|\, e^{(j\theta\omega)} = -\frac{1}{q\left(\frac{C}{A}\right) e^{j\mu\left(\frac{C}{A}\right)}}. \qquad \text{(VIII.104)}$$

Из формулы (VIII.104) можно получить следующие выражения:

$$20\lg|W(j\omega)| = 20\lg\frac{1}{q\left(\frac{C}{A}\right)} \qquad \text{(VIII.105)}$$

и

$$\theta(\omega) = 180° - \mu\left(\frac{C}{A}\right). \qquad \text{(VIII.106)}$$

Формулы для вычисления амплитуды $q\left(\frac{C}{A}\right)$ и фазы $\mu\left(\frac{C}{A}\right)$ записываются в виде

$$q\left(\frac{C}{A}\right) = \sqrt{\left\{\frac{1}{\pi}\left[\frac{\pi}{2} + \arcsin\left(1-\frac{2C}{A}\right) + 2\left(1-\frac{2C}{A}\right) \times \sqrt{\frac{C}{A}\left(1-\frac{C}{A}\right)}\right]\right\}^2 + \left[\frac{4C}{\pi A}\left(1-\frac{C}{A}\right)\right]^2} \qquad \text{(VIII.107)}$$

и

$$\mu\left(\frac{C}{A}\right) = -\operatorname{arc\,tg}\frac{\frac{4C}{A}\left(1-\frac{C}{A}\right)}{\frac{\pi}{2} + \arcsin\left(1-\frac{2C}{A}\right) + 2\left(1-\frac{2C}{A}\right)\sqrt{\frac{C}{A}\left(1-\frac{C}{A}\right)}}. \qquad \text{(VIII.108)}$$

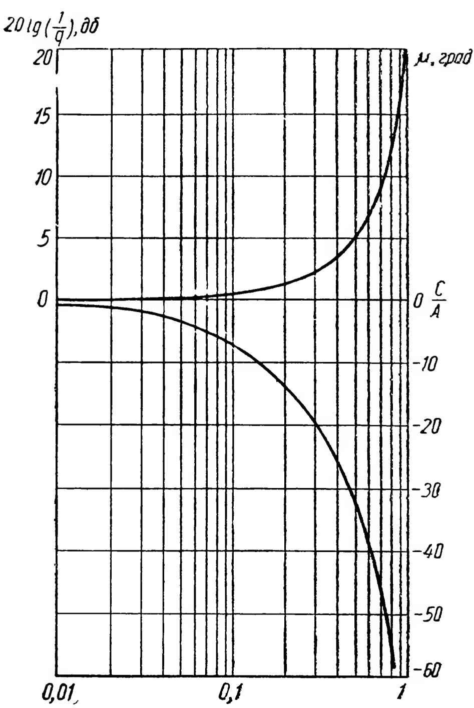
По этим формулам вычислены и на фиг. VIII.85 показаны амплитудная характеристика $q\left(\frac{C}{A}\right)$ в *дб* и фазовая характеристика $\mu\left(\frac{C}{A}\right)$ в *град*. По формулам (VIII.105) и (VIII.106) и графикам, представленным на фиг. VIII.85, можно проанализировать устойчивость нелинейной системы для различных

заданных значений $\left(\frac{C}{A}\right)$. Для этого на амплитудной характеристике $20\lg|W(j\omega)|$ нужно отложить от оси частот значение $20\lg\frac{1}{q\left(\frac{C}{A}\right)}$, а на фазовой характеристике — значения фазовых углов $180-\mu\left(\frac{C}{A}\right)$.

В том случае, когда при частоте ω' одновременно соблюдается равенство амплитуд и фаз линейной и нелинейной частей системы, тогда выходной вал будет совершать незатухающие колебания. Частота этих колебаний и будет равна ω'. В том случае, когда при равенстве амплитуд имеется положительный избыток фазы, т. е.

$$\theta(\omega)-\left[180^\circ-\mu\left(\frac{C}{A}\right)\right]>0,$$

тогда система будет устойчивой и при заданном значении $\frac{C}{A}$ колебания будут затухающими. При равенстве амплитуд и отрицательной фазе система будет неустойчивой и амплитуда колебаний возрастает. Эти колебания будут возрастать до амплитуды A.



Фиг. VIII.85. Характеристики $q\left(\frac{C}{A}\right)$ и $\mu\left(\frac{C}{A}\right)$ для нелинейного звена типа «люфт».

С помощью данной методики были определены такие значения коэффициентов добротности по скорости D_ω и люфтов $2C$, при которых в системе возникают автоколебания [1]. Расчетным путем были найдены также значения D_ω и $2C$, при которых автоколебания не возникают. Результаты соответствующих вычислений приведены в табл. VIII.2. Здесь же, в последней колонке, указаны круговые частоты автоколебаний, определенные экспериментальным путем. Получив еще ряд значений D_ω и $\frac{C}{A}$, при которых возникают автоколебания или наблюдается устойчивая работа системы, можно найти области устойчивой

[1] В редукторе рассматриваемой следящей системы между валом электродвигателя и ротором точного сельсина имеется следующее значение передаточного отношения: $i'=25{,}8$.

Таблица VIII.2

D_ω в 1/*сек*	2 *C* в угл. мин.	Частота автоколебаний ω' в 1/*сек*	
		расчетные значения	Экспериментальные значения
62	47	4,65	4,42
275	34,8	10,40	10,45
450	19,3	Автоколебания не наблюдаются	
750	19,3	То же	
1000	19,3	18,55	18,50

работы и автоколебаний. На фиг. VIII.86 по оси ординат отложим значения коэффициента добротности системы, по оси абсцисс — люфтов в редукторе. Как видно из фигуры, кривая разбивает всю плоскость на две области: область устойчивой работы системы и область автоколебаний. Здесь же для сравнения нанесены точками экспериментальные значения режимов, соответствующие устойчивой и неустойчивой работе. Слева на фиг. VIII.86 приведены осциллограммы колебаний выходного вала следящей системы.

Пользуясь этим графиком, можно выбирать значения коэффициентов добротности по скорости и люфты в редукторе, при которых в силовой следящей системе обеспечивается ее эксплуатационная устойчивость. При выборе D_ω и $2C$ необходимо учитывать, что при работе следящей системы происходит износ шестерен редуктора и возрастает люфт. Для обычных редукторов можно считать, что к концу гарантийного срока работы системы люфт увеличивается на 30%.

Из фиг. VIII.86 нетрудно получить эмпирическую формулу для определения значений люфтов, гарантирующих устойчивую работу рассматриваемой следящей системы. Без учета износа шестерен эта формула может быть записана в виде

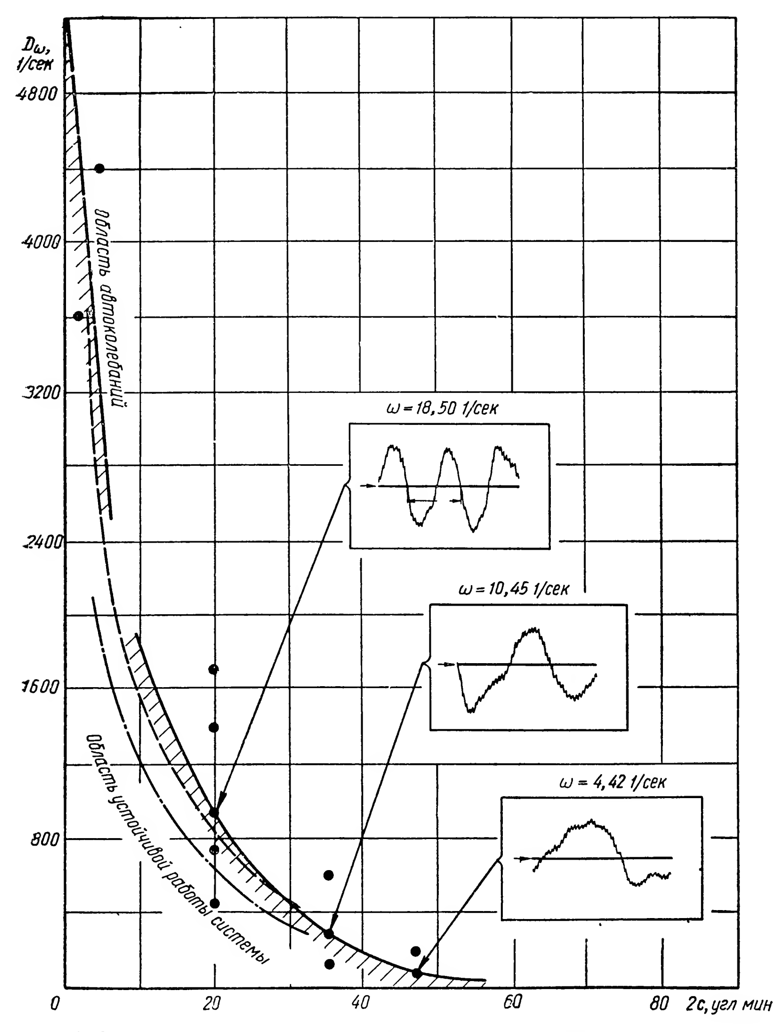
$$2C \leqslant \frac{15\,000}{D_\omega} \text{ угл. мин.} \qquad \text{(VIII.109)}$$

Полученная по формуле (VIII.109) кривая нанесена на фиг. VIII.86 штриховой линией. Как видно из фигуры, по формуле (VIII.109) можно вычислять значения добротностей D_ω лишь для диапазона изменений люфтов от 4 до 32 угл. мин. В этом диапазоне изменения люфтов получается наилучшее совпадение расчетов с экспериментальными данными.

С учетом износа шестерен формула (VIII.109) примет вид

$$2C \leqslant \frac{11\,500}{D_\omega} \text{ угл. мин.} \qquad \text{(VIII.110)}$$

На фиг. VIII.86 соответствующая кривая показана штрих-пунктирной линией. По штрих-пунктирной кривой и следует определять предельно допустимые значения люфтов в силовой следящей системе.



Фиг. VIII.86. Области устойчивой работы и автоколебаний силовой следящей системы в зависимости от величины люфта редуктора и коэффициентов добротности ее по скорости.

В некоторых интегрирующих силовых следящих системах соединение вала тахогенератора с валом электродвигателя производится через редуктор. Люфт в соединении вала тахогенератора и электродвигателя также является источником автоко-

лебаний. Поэтому в высококачественных интегрирующих силовых следящих системах принято железо якоря тахогенератора и железо якоря электродвигателя напрессовывать на один вал.

Нелинейные характеристики типа петли гистерезиса в электромашинном усилителе приводят к высокочастотным колебаниям входного вала системы с малыми амплитудами. Это явление наблюдается обычно в системах с коэффициентом добротности по скорости порядка 2500—3500 1/*сек*. Для устранения колебаний выходного вала необходимо уменьшить ширину петли гистерезиса, что может быть достигнуто путем подачи в обмотку управления ЭМУ, наряду с управляющим сигналом постоянного тока, переменной составляющей с частотой 50 *гц* или 400 *гц*. Переменная составляющая по амплитуде должна составлять 40—60% от амплитуды сигнала управления.

Изменяя параметры фильтра *RC* (см. фиг. VIII.8): R_3, R_4, C_2 и C_3, можно получить требуемое соотношение между сигналом постоянного тока и переменной составляющей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления. Госэнергоиздат, 1958.
2. Ивахненко А. Г. Электроавтоматика. Т. I и II. Гостехиздат, УССР, 1957.
3. Иосифьян А. Г., Каган Б. М. Основы следящего привода. Госэнергоиздат, 1955.
4. Челюсткин А. Б. Электроавтоматика прокатных станов. Металлургиздат, 1952.
5. Электропривод и автоматизация промышленных установок. Труды III Всесоюзного объединенного совещания по автоматизации производственных процессов в машиностроении и автоматизированному электроприводу в промышленности. Сб. ст. Госэнергоиздат, 1960.

ГЛАВА IX

ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОПНЕВМАТИЧЕСКИЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

В современных системах автоматического регулирования и управления, применяемых в различных областях промышленности, нашли широкое применение электрогидравлические и электропневматические следящие системы непрерывного действия. Силовой привод этих систем состоит из гидравлического и пневматического двигателей, приводящих во вращательное или поступательное движение исполнительный механизм.

В качестве управляющих устройств в системах применяются маломощные электродвигатели или электромагнитные устройства с поворотным якорем, или соленоиды с дифференциальными обмотками. Подобного рода сочетание гидравлических или пневматических силовых агрегатов с маломощными электрическими агрегатами управления обеспечивает значительные преимущества электрогидравлических или электропневматических следящих систем.

Как известно [1], [2], [8], [9], силовые гидравлические и пневматические агрегаты обладают значительной мощностью на выходном валу и малой относительной массой[1]. Кроме того, эти агрегаты имеют высокую надежность действия и обеспечивают плавность хода выходного вала при малых сигналах управления.

К числу особенно важных преимуществ гидравлических и пневматических силовых двигателей вращательного действия следует отнести большие значения крутящего момента на выходном валу при относительно малых моментах инерции их роторов.

Эти обстоятельства и позволяют получить высокое быстродействие в электрогидравлических и электропневматических следящих системах. Пневматические агрегаты, работающие при

[1] Здесь и далее под относительной массой понимается отношение массы гидравлического или пневматического агрегата к значению номинальной мощности, развиваемой на выходном валу.

рабочем давлении порядка 10 *кГ/см*², отличаются малыми размерами и дешевизной изготовления.

Применяя маломощные электродвигатели для управления силовым приводом, можно наиболее удобным способом разместить все агрегаты следящих систем, учитывая особенности их работы в режиме нормальной эксплуатации. Например, в некоторых дистанционных системах силовые агрегаты гидравлического типа устанавливаются вблизи управляемого объекта, а маломощные электрические агрегаты управления размещаются на значительном расстоянии от него. Особенно это важно в тех случаях, когда в процессе нормальной эксплуатации системы приходится производить ручную регулировку устройств при невозможности иметь к ним свободный доступ (например, наличие радиоактивной зоны вблизи управляемого объекта делает невозможным доступ к нему человека) или когда некоторые электрические агрегаты не могут находиться в радиоактивной зоне (по прочности изоляции, работоспособности щеточного узла и т.п.).

Для большинства электрогидравлических или электропневматических следящих систем электрические агрегаты являются теми устройствами, с помощью которых удается получать замкнутые динамические системы с требуемым качеством протекания переходного процесса и нужным порядком астатизма.

В заключение следует заметить, что гидравлические и пневматические агрегаты обладают рядом недостатков, часть из которых будет нами рассмотрена ниже. Основными недостатками гидравлических агрегатов являются:

а) возможность воспламенения в гидравлической системе жидкости, применяемой в качестве рабочей;

б) необходимость высокой точности изготовления гидравлических агрегатов для уменьшения утечки рабочей жидкости; увеличение утечки жидкости при номинальной нагрузке приводит к колебаниям скорости выходного вала гидродвигателя, а следовательно, к уменьшению диапазона регулирования оборотов выходного вала;

в) замена гидравлических агрегатов в следящей системе более сложна, нежели электрических, из-за демонтажа и последующего монтажа трубопроводов. Кроме того, после замены гидравлических агрегатов необходимо произвести выпуск воздуха, попавшего в трубопроводы и гидравлические агрегаты. На выполнение этой работы приходится затрачивать много дополнительного времени прежде чем система будет введена в режим нормальной эксплуатации.

Изготовление деталей помп и гидравлических двигателей следует производить из высококачественных, термически обработанных сталей с последующим их старением, прецезионной шлифовкой и притиркой. Выполнение этих требований позволяет получить в гидравлических помпах и двигателях малые зазоры, а

следовательно, и малые утечки, которые в высококачественных гидравлических двигателях не должны превышать 3—4%, а в помпах объемного регулирования — 2—3% от номинального расхода.

В гидравлических устройствах типа силового цилиндра или поворотного квадранта применяются уплотнители из специальных сортов резины или пластмасс. За счет этого также удается снизить утечки в гидравлических системах.

Повышение давления в помпах и гидравлических двигателях до 350 *кГ/см*² и увеличение угловой скорости вращения выходных валов двигателей до 15 000 *об/мин* позволяет еще больше снизить значения относительных масс гидравлических силовых приводов[1] и расширить пределы применения электрогидравлических следящих систем.

Основными недостатками пневматических агрегатов являются:

а) высокая степень сжимаемости воздуха, приводящая к неравномерности вращения выходного вала или ударам в конце хода пневмоцилиндра, которые необходимо амортизировать;

б) при расширении воздуха происходит уменьшение температуры воздуха и из него выделяется влага; от действия низких температур окружающей среды может произойти обмерзание пневмосистемы, приводящее в ряде случаев к отказу привода в работе; наоборот, при сжатии воздуха происходит увеличение температуры и при неблагоприятных условиях возможна вспышка смазки в пневмоцилиндре;

в) при значительных мощностях силового пневматического привода сильно возрастают потребные мощности компрессора, а следовательно, и его масса. Правда, если в электропневматической системе время работы силового пневмопривода невелико, то можно применять в качестве источников питания воздушные баллоны, тогда масса пневматических агрегатов с источниками питания получается достаточно малой.

Для устранения опасности отказа силовой пневматической системы вследствие обмерзания применяются специальные обогреватели, которые устанавливаются у клапанов, так как управляющие ими электрические агрегаты обладают относительно малым двигательным моментом. Особо важным является борьба с обмерзанием у электропневматических самолетных следящих систем, работающих при температуре окружающего воздуха, равной —60° С.

Для получения надежной работы таких систем в ряде случаев применяются обогреватели, использующие отработанные газы двигателя.

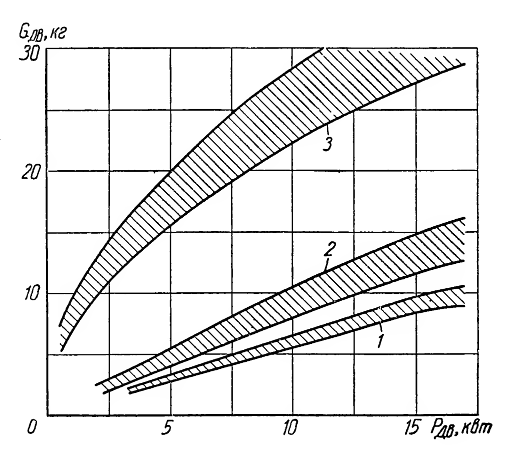
[1] Английская фирма «Лукас» выпустила в 1961 г. гидравлический семиплунжерный двигатель типа М-40, работающий при давлении 280 *кГ/см*², с номинальной угловой скоростью 25 000 *об/мин* (масса двигателя 0,79 *кг*); гидравлическую помпу типа НОД с максимальной производительностью 140 *л/мин* и давлением 210 *кГ/см*² (масса помпы 9,53 *кг*).

Применяя в пневматических агрегатах графитовые смазки, удается повысить температуру вспышки смазки со 160—180° до 240—260° С.

1. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА СИЛОВЫХ ПРИВОДОВ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

Сравнительную оценку силовых электрических, гидравлических и пневматических приводов будем вести по их основным показателям. В качестве основных количественных показателей примем массу приводов исполнительных механизмов, массу агрегатов управления силовыми приводами и их постоянные времени [7].

На фиг. IX.1 приведены паспортные данные масс регулируемых электродвигателей постоянного тока, имеющих номинальные значения напряжения, равные 24—30 *в* (нижняя кривая) и 60—110 *в* (верхняя кривая) в зависимости от мощности на выходном валу. Значения масс электродвигателей постоянного тока с мощностью на валу более 8 *квт* были вычислены по следующей формуле:



Фиг. IX.1. Массы пневматических (*1*), гидравлических (*2*) и электрических двигателей постоянного тока (*3*).

$$G_{Дв} = K\sqrt{P_{Дв}}, \qquad (IX.1)$$

где $G_{Дв}$ — масса электродвигателя в *кг*;

$P_{Дв}$ — мощность электродвигателя, развиваемая на его выходном валу, в *квт*;

K — коэффициент пропорциональности.

Формула (IX.1) получена на основании обработки большого числа статистических данных электродвигателей постоянного тока, применяемых в силовых следящих системах. Для электродвигателей с напряжением питания 24—30 *в* коэффициент K принимался равным 7,0, а для электродвигателей с напряжением питания 60—110 *в* — равным 9,0. Электродвигатели обоих типов имеют значения номинальной скорости вращения порядка 4000—6000 *об/мин* и рассчитаны на длительный режим работы.

При нормальной эксплуатации электродвигателей с напряжением питания 60—110 *в* гарантийный срок их годности составляет около 1000 *ч*. Электродвигатели с напряжением питания

24—30 *в* имеют гарантийный срок порядка 1000—3000 *ч*. Здесь же приведены значения масс гидравлических двигателей с наклонной шайбой и семью-девятью поршнями (верхняя кривая) и силовых цилиндров (нижняя кривая), работающих при нормальном давлении 170—210 *кГ/см*^{2}.

Так как мы располагали только данными о массах гидравлических двигателей, имеющих мощность от 5 до 15 *квт*, то значения масс двигателей с мощностью менее 5 *квт* были получены пересчетом. На этом же графике построены кривые масс в функции мощности для пневматических силовых цилиндров, работающих при давлениях 10—12 *кГ/см*^{2} (нижняя кривая) и 12—18 *кГ/см*^{2} (верхняя кривая). Гарантийный срок службы гидравлических и пневматических агрегатов не менее 1000 *ч*. Из рассмотрения этих данных видно, что при мощностях на выходном валу, превышающих 1 *квт*, наименьшую массу имеют пневматические силовые двигатели. Примерно в 1,2—1,5 раза тяжелее их гидравлические двигатели и в 3—4 раза тяжелее электрические двигатели постоянного тока.

Агрегаты следящей системы, применяемые для управления силовым приводом, имеют значительную массу, весьма часто превышающую массу собственно двигателей привода. Поэтому без учета массы агрегатов управления нельзя судить о массе всей следящей системы.

В электрогидравлических и электропневматических следящих системах в качестве агрегатов управления и питания применяются гидравлические помпы и пневматические компрессоры, работающие от отдельных электродвигателей переменного или постоянного тока. Совершенно очевидно, что масса этих электродвигателей входит в массу агрегатов управления.

Гидравлические помпы и компрессоры, применяемые в качестве устройств управления в самолетных следящих системах, могут и не иметь отдельного электрического привода, а работать от двигателей самолета. В таких системах для получения нормальных эксплуатационных режимов работы при малых оборотах турбины реактивных двигателей приходится применять гидравлические и пневматические аккумуляторы. Масса гидравлических и пневматических аккумуляторов должна также входить в массу агрегатов системы управления.

В электрогидравлических самолетных следящих системах, имеющих малое время работы порядка нескольких минут, в качестве источников питания применяются гидравлические аккумуляторы. В электропневматических следящих системах с малым временем работы в качестве источников питания применяются пневматические баллоны. В таких системах полная масса агрегатов управления получается достаточно малой.

В табл. IX.1 приведены данные [8] по относительным весам самолетных гидравлических и пневматических агрегатов, отнесенных к мощности в 1 *квт*.

Таблица IX.1

Наименование агрегата	Рабочее давление в $кГ/см^2$	Относительная масса на единицу мощности или единицу работы	
		«Сухая»[1]	Полная (с массой рабочей жидкости)
Гидравлические помпы объемного регулирования с приводом от самолетного двигателя	200	0,4—0,8 *кг/квт*	0,8—1,2 *кг/квт*
Гидравлический аккумулятор цилиндрической формы с объемом в 1 *л*	200	0,75 *кг/кдж*	0,8 *кг/кдж*
Гидравлический аккумулятор сферической формы с объемом в 1 *л* . .	200	0,55 *кг/кдж*	0,6 *кг/кдж*
Трубопроводы гидравлической системы	200	0,16—0,18 *кг/м*	0,18—0,2 *кг/м*
Пневматический компрессор . . .	280	—	8—10 *кг/квт*
Пневматический аккумулятор с объемом в 1,2 *л*	200	—	0,5 *кг/кдж*
Пневматические трубопроводы . .	280	—	0,1 *кг/м*

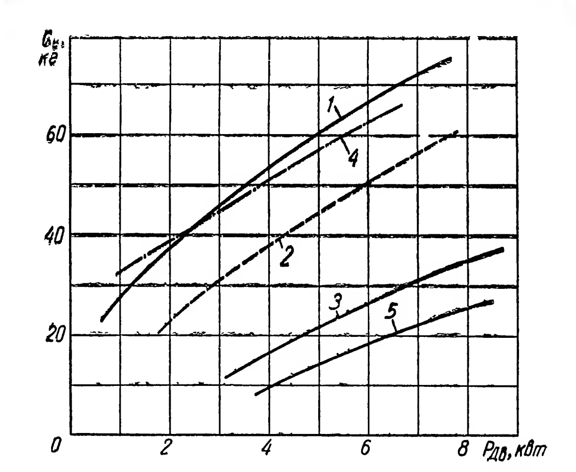
[1] Под «сухой» массой понимается масса гидравлической помпы без учета массы рабочей жидкости, размещаемой в картере помпы или масляном резервуаре.

Пользуясь данными табл. IX.1, можно вычислить массу всех агрегатов самолетных следящих систем. На фиг. IX.2 приведены кривые, показывающие, как изменяется масса агрегатов управления[1] самолетных следящих систем (G_c) в зависимости от выходной мощности приводных двигателей ($P_{Дв}$).

Из фиг. IX.2 видно, что наибольшую массу имеют агрегаты силовых следящих систем с электрическими двигателями постоянного тока, управляемые электромашинными усилителями (кривая *1*). При замене электромашинных усилителей на преобразователи поперечно-продольного поля и электродвигателей с управлением по току якоря на электродвигатели с управлением по току возбуждения масса агрегата системы управления[2] уменьшается (кривая *2*). Масса силовых агрегатов электрогидравлических силовых следящих систем с помпами объемного регулирования и роторными гидравлическими моторами (кривая *3*) значительно меньше массы агрегатов электрических систем

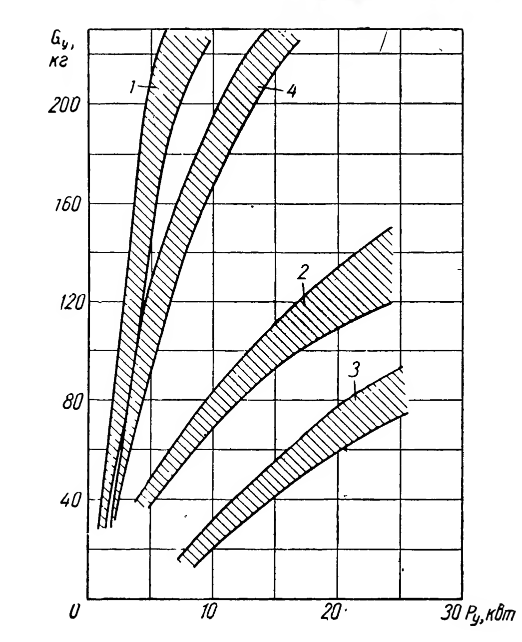
[1] В массу агрегатов управления следящих систем не включена масса измерительных устройств (сельсинов), электронных усилителей и тахогенераторов корректирующих устройств. Масса этих агрегатов для электрических, электрогидравлических и электропневматических систем практически одинакова и ее учет не изменит относительное расположение кривых.

[2] Необходимо заметить, что масса электронных усилителей для электродвигателей, управляемых по току возбуждения, на 25% больше веса электронных усилителей, управляемых током возбуждения обмоток ЭМУ.



Фиг. IX.2. Зависимости суммарной массы агрегатов управления электрических, гидравлических и пневматических силовых приводов самолетных следящих систем от мощности на выходном валу:

1 — для агрегатов управления силовыми следящими системами с электромашинными усилителями; *2* — для агрегатов управления электропневматическими следящими системами с компрессорными установками и силовыми цилиндрами; *3* — для агрегатов управления силовыми следящими системами с преобразователями поперечно-продольного поля; *4* — для агрегатов управления электрогидравлическими следящими системами с гидравлическими двигателями и шестеренчатыми насосами; *5* — для агрегатов управления электропневматическими следящими системами с силовыми цилиндрами и пневматическими аккумуляторами.



Фиг. IX.3. Массы агрегатов управления электрических, гидравлических приводов промышленных следящих систем:

1 — электромашинные усилители; *2* — гидравлические помпы объемного регулирования; *3* — гидравлические помпы шестеренчатого типа; *4* — электрические асинхронные трехфазные двигатели приводов гидравлических помп.

(примерно в 2—2,5 раза). Агрегаты пневматических силовых следящих систем, рассчитанные на длительное время работы и имеющие компрессоры с дополнительными воздушными баллонами, образующими установку питания силовых цилиндров, имеют массу, близкую к массе агрегатов электрических систем (кривая *4*). У электропневматических следящих систем с силовыми цилиндрами, получающими питание сжатым воздухом от баллонов или пневмоаккумуляторов масса агрегатов наименьшая (кривая *5*). Поэтому подобные системы управления и находят широкое применение в управляемых снарядах со временем полета, составляющим несколько минут [4].

На фиг. IX.3 приведены кривые, показывающие, как изменяется масса агрегатов управления (ЭМУ, гидравлических помп), обычных промышленных систем в зависимости от мощности потребления. Зоной *1* показана зависимость масс электромашинных усилителей, имеющих номинальное напряжение «генераторной» части, равное 110 *в*, от его выходной мощности. В качестве приводных двигателей в ЭМУ применяются асинхронные трехфазные электродвигатели переменного тока с напряжением питания 220 *в*. Гарантийный срок нормальной эксплуатации ЭМУ этих типов составляет немногим более 2000 *ч*.

Зоной *3* показана зависимость масс шестеренчатых помп от их отдаваемой мощности. Гарантийный срок эксплуатации шестеренчатых помп примерно равен 1400 *ч*.

Зоной *2* даны зависимости масс помп с объемным регулированием. Сроки эксплуатации помп с объемным регулированием составляют примерно 1200 *ч*. Вполне естественно, что агрегаты управления с увеличенным сроком эксплуатации обладают большей массой. Поэтому оценку масс агрегатов управления следящих систем следует проводить при практически одинаковых сроках их эксплуатации.

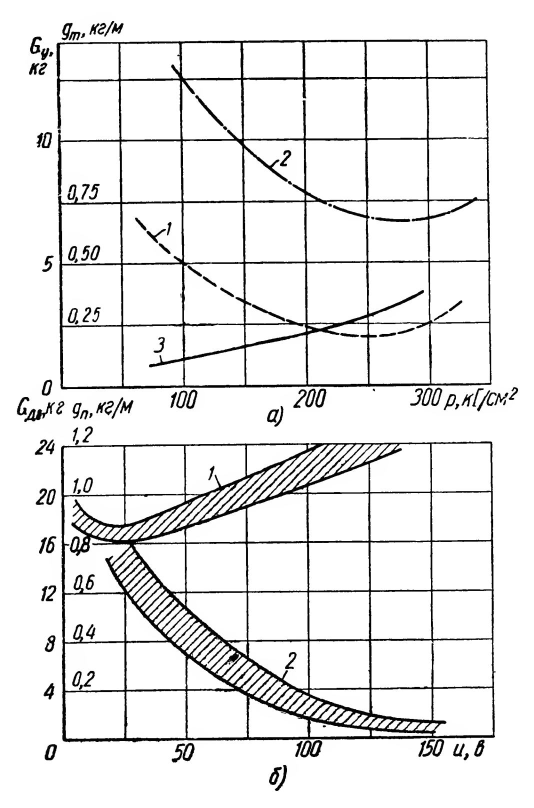
Зоной *4* показана зависимость масс асинхронных трехфазных электродвигателей, применяемых в виде приводов к гидравлическим помпам. Гидравлические помпы шестеренчатого типа и объемного регулирования присоединяются к трехфазным электродвигателям через редукторы. Поэтому к массе этих агрегатов следует прибавить массу редуктора и соединительных муфт, примерно равную 10% от полной массы агрегата (помпа — электродвигатель).

На фиг. IX.4 приведены соответствующие графики для вычисления массы одного метра электромонтажных проводов и гидравлических трубопроводов.

На фиг. IX.4, *а* приведены графики, показывающие характер изменения массы гидравлических силовых цилиндров (кривая *1*) и гидравлических помп объемного регулирования (кривая *2*), имеющих мощность 5 *квт* в зависимости от давления.

На фиг. IX.4, *б* показан характер изменения массы электродвигателей с номинальной мощностью 5 *квт* в зависимости от

напряжения питания якоря. Питание электродвигателей осуществляется от электромашинных усилителей. По графикам, показанным на фиг. IX.3 и фиг. IX.4, можно вычислить общую массу всех агрегатов следящей системы промышленного типа.



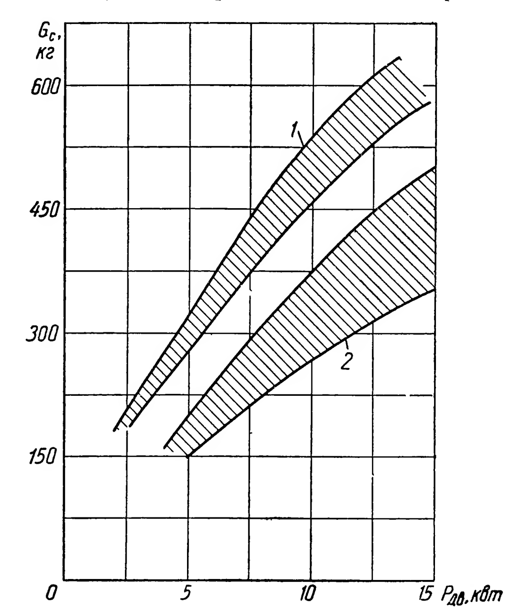
Фиг. IX.4. Зависимости масс агрегатов электрических и электрогидравлических следящих систем для управления двигателями, имеющими мощность на выходном валу, равную 5 *квт*:

а — массы гидравлических агрегатов в зависимости от давления: *1* — для гидравлических цилиндров; *2* — для гидравлических помп объемного регулирования; *3* — для трубопроводов; *б* — массы электрических агрегатов в зависимости от номинального напряжения; *1* — для электродвигателей приводов следящих систем; *2* — для электрических проводов.

На фиг. IX.5 приведены соответствующие графики, из которых видно, что масса всех силовых агрегатов электрических следящих систем на 25—40% больше массы агрегатов электрогидравлических следящих систем.

В заключение следует указать, что приведенные на фиг. IX.1—IX.5 графики, построены для некоторых типов агрегатов управления следящих систем, имеющих практически оди-

наковый срок гарантийной годности и рассчитанных на вполне определенный режим работы. С этой точки зрения эти графики не являются исчерпывающими, так как при изменении гарантийного срока эксплуатации или режима работы массы агрегатов меняются. Однако данные кривые хорошо определяют относительную картину изменения масс агрегатов управления электрических, электропневматических и электрогидравлических следящих систем и могут быть полезны на стадии предварительного проектирования.



Фиг. IX.5. Зависимости суммарной массы агрегатов управления электрических и электрогидравлических промышленных следящих систем от мощности на выходном валу:
1 — электрические системы; *2* — электрогидравлические системы.

Теперь перейдем к рассмотрению постоянных времени электрических, гидравлических и пневматических силовых двигателей. Как известно [6], передаточная функция всех этих типов двигателей (с вращающимися роторами) записывается в виде

$$W(s) = \frac{k}{s(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)}, \qquad \text{(IX.2)}$$

где k — передаточный коэффициент двигателя;
T — постоянная времени двигателя;
ζ — коэффициент демпфирования.

Для электрических двигателей, якоря которых питаются от выходных цепей электромашинных усилителей, коэффициенты формулы (IX.2) связаны с параметрами электрического привода зависимостями (IX.3)—(IX.5), а именно:

передаточный коэффициент

$$k = \frac{k_м}{R_a k_v + k_м k_e}, \qquad \text{(IX.3)}$$

где $k_м$ — моментная постоянная электродвигателя;
R_a — сумма сопротивлений обмоток якоря электродвигателя, соединительных проводов и выходной цепи ЭМУ;
k_v — коэффициент вязкого трения;

k_e — постоянная противо- э. д. с. электродвигателя;
постоянная времени

$$T = \frac{J_n R_a T_g}{R_a k_v + k_м k_e}, \qquad (IX.4)$$

где J_n — приведенный к валу электродвигателя момент инерции вращающихся частей двигателя и исполнительного механизма;
T_g — электромагнитная постоянная якоря электродвигателя;
R_a — омическое сопротивление якоря электродвигателя;
степень колебательности

$$\zeta = \frac{R_a J_n + R_a k_v T_g}{2\sqrt{J_n R_a T_g (R_a k_v + k_м k_e)}}. \qquad (IX.5)$$

Для гидравлического привода объемного регулирования имеем [1]:
передаточный коэффициент

$$k = \frac{k_n k_{гд}}{k_{гд}^2 + k_w k_y}, \qquad (IX.6)$$

где k_n — постоянная гидравлической помпы;
$k_{гд}$ — постоянная гидравлического двигателя;
k_w — коэффициент жидкостного трения;
k_y — коэффициент, характеризующий утечки гидравлического привода;
постоянная времени

$$T = \sqrt{\frac{VJ_n}{E(k_{гд}^2 + k_w k_y)}}, \qquad (IX.7)$$

где V — объем рабочей жидкости в цилиндре при нормальном давлении;
E — модуль объемной упругости;
J_n — приведенный к валу гидравлического двигателя момент инерции всех вращающихся частей;
степень колебательности

$$\zeta = \frac{J_n k_y E + V k_w}{2\sqrt{VEJ_n\left(k_{гд}^2 + k_w k_y\right)}}. \qquad (IX.8)$$

Пренебрегая сжимаемостью рабочей жидкости, передаточную функцию (IX.2) гидравлического привода можно представить в упрощенном виде:

$$W(s) = \frac{k}{s(T_{Дв} s + 1)}, \qquad (IX.9)$$

[1] См. стр. 597.

где

$$k = \frac{k_n k_{гд}}{k_{гд}^2 + k_\omega k_y}; \qquad (IX.10)$$

$$T_{Дв} = \frac{J_n k_y}{k_{гд}^2 + k_\omega k_y}. \qquad (IX.11)$$

Передаточная функция пневматического силового цилиндра, шток которого совершает поступательные движения, может быть представлена также в виде функции (IX.2). Передаточный коэффициент, постоянная времени и степень демпфирования пневматического привода связаны с его параметрами следующими зависимостями:

передаточный коэффициент

$$k = \frac{p_{10}\lambda_1 \sqrt{\left(1 - \frac{p_{10}}{p_0}\right)^{\frac{n-1}{n}}} + p_{20}\lambda_2 \cdot \sqrt{\left(\frac{p_a}{p_{20}}\right)^{\frac{2}{n}} \left[\left(\frac{p_{20}}{p_a}\right)^{\frac{n-1}{n}} - 1\right]}}{\frac{np_{10}}{x_{n0}} + \frac{np_{20}}{L - x_{n0}}}, \qquad (IX.12)$$

где p_{10} и p_{20} — установившиеся давления в первой и второй полостях силового цилиндра;

p_0 — давление воздуха в резервуаре;

p_a — давление в окружающей пневматический привод среде;

x_{n0} — величина перемещения поршня;

L — длина силового цилиндра за вычетом толщины поршня;

n — показатель политропы;

λ_1 и λ_2 — постоянные пневматического привода:

постоянная времени

$$T = \sqrt{\frac{mx_{n0}(L - x_{n0})}{F_n[np_{10}(L - x_{n0}) + np_{20}x_{n0}]}}, \qquad (IX.13)$$

где F_n — площадь поршня;

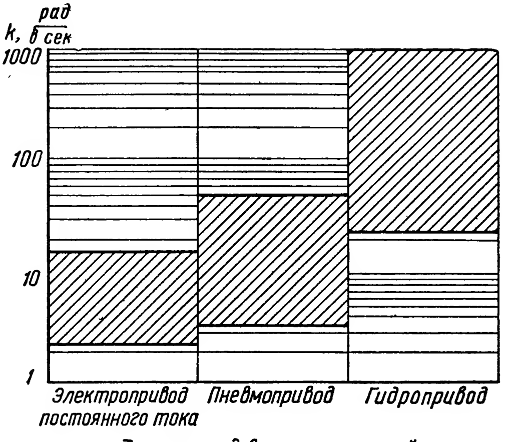
m — масса поршня, штока и подвижных частей исполнительного механизма;

степень колебательности

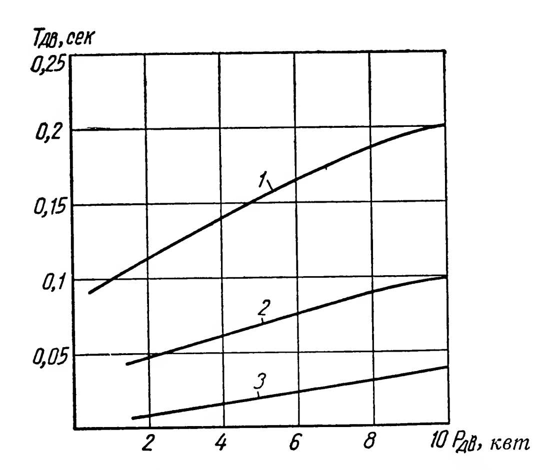
$$\zeta = \frac{k_v \sqrt{np_{10}(L - x_{n0}) + np_{20}x_{n0}}}{2\sqrt{F_n m x_{n0}(L - x_{n0})}}, \qquad (IX.14)$$

где k_v — постоянная скоростного трения пневматического привода.

Подставив соответствующие числа в выражения (IX.3) — (IX.13), получим значения параметров электрического, гидравлического и пневматического приводов.



Фиг. IX.6. Пределы изменения передаточных коэффициентов для наиболее часто применяемых электрических, гидравлических и пневматических силовых приводов следящих систем.



Фиг. IX.7. Зависимости постоянных времени для наиболее часто применяемых электрических, гидравлических и пневматических силовых двигателей выходной мощности:

1 — электрические двигатели постоянного тока; *2* — пневматические двигатели и силовые цилиндры; *3* — гидравлические двигатели.

На фиг. IX.6 приведены сравнительные данные по передаточным коэффициентам k, а на фиг. IX.7 — по постоянным времени T для электрических, гидравлических и пневматических двигателей в зависимости от выходной мощности, развиваемой на валу.

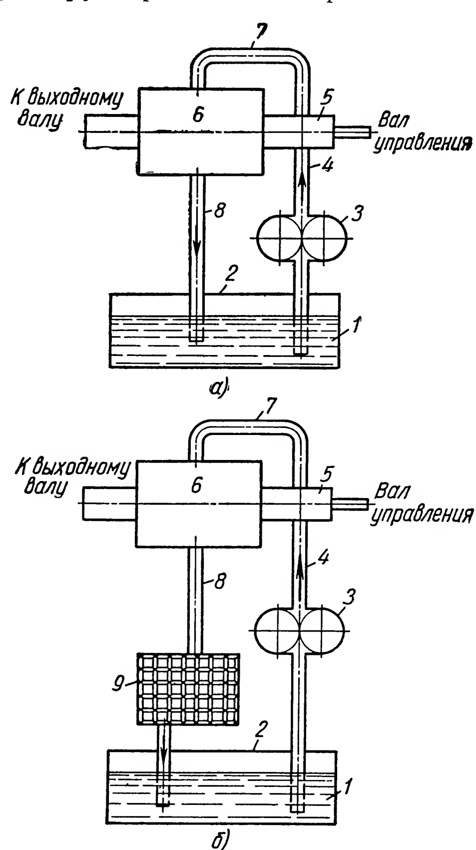
Из сравнительных данных видно, что постоянная времени электрических приводов постоянного тока значительно больше постоянной времени гидравлических приводов. Постоянные времени пневматических приводов расположены между постоянными времени электрических и гидравлических приводов. Передаточные коэффициенты для гидравлических приводов в 10—50 раз превышают коэффициенты для электрических приводов, обеспечивая очень большие коэффициенты добротности по скорости и ускорению в электрогидравлических следящих системах.

2. ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С ГИДРАВЛИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ ДРОССЕЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Электрогидравлические следящие системы с гидравлическим приводом дроссельного регулирования при мощностях на выходном валу до 5—7 *квт* имеют малую массу агрегатов управления, отличаются значительной простотой конструкции и невысокой стоимостью изготовления агрегатов. Большие преимущества этого типа привода способствовали весьма широкому его распространению в различных электрогидравлических следящих системах. Простота конструкции и малая стоимость изготовления привели к тому, что в автоматических станках этот тип привода по сути дела является основным. Гидравлический привод дроссельного регулирования применяется в копировально-фрезерных автоматах, автоматических станках с программным управлением, поточных автоматических линиях с дистанционными системами управления и т. д. Малая масса агрегатов управления делает этот привод практически незаменимым в автопилотах тяжелых самолетов. Привод может также применяться и в других дистанционных самолетных системах управления, если время работы агрегатов управления относительно невелико. При больших временах работы гидравлических агрегатов происходит перегрев рабочей жидкости в баке, приводящий к заклиниванию гидравлического клапана или гидравлического усилителя, а следовательно, отказу всей системы управления в работе. В таких системах для охлаждения рабочей жидкости применяют специальные радиаторы, имеющие значительную массу и габариты. Масса агрегатов управления с охлаждающими радиаторами значительно увеличивается, и гидравлический привод с дроссельным регулированием теряет свои весовые преимущества.

На фиг. IX.8 приведены две схемы включения агрегатов гидравлического привода с дроссельным регулированием. Рассмот-

рим первую схему. Рабочая жидкость *1* (фиг. IX.8) из бака *2* с помощью шестеренчатого насоса *3* под давлением подается через трубопровод *4* к гидравлическому клапану *5*. Клапан дросселирует жидкость, и она поступает к гидравлическому двигателю *6* через трубопровод *7*. Гидравлический двигатель приводит во вращение выходной вал системы с исполнительным механизмом. Угловая скорость гидравлического двигателя зависит от степени перекрытия отверстий в гидравлическом клапане. Регулировка степени перекрытия осуществляется специальным электромеханическим устройством. Рабочая жидкость, совершив работу, поступает на слив в бак через трубопровод *8*. Трубопроводы *4* и *7* находятся под высоким давлением, а трубопровод *8* — под низким.



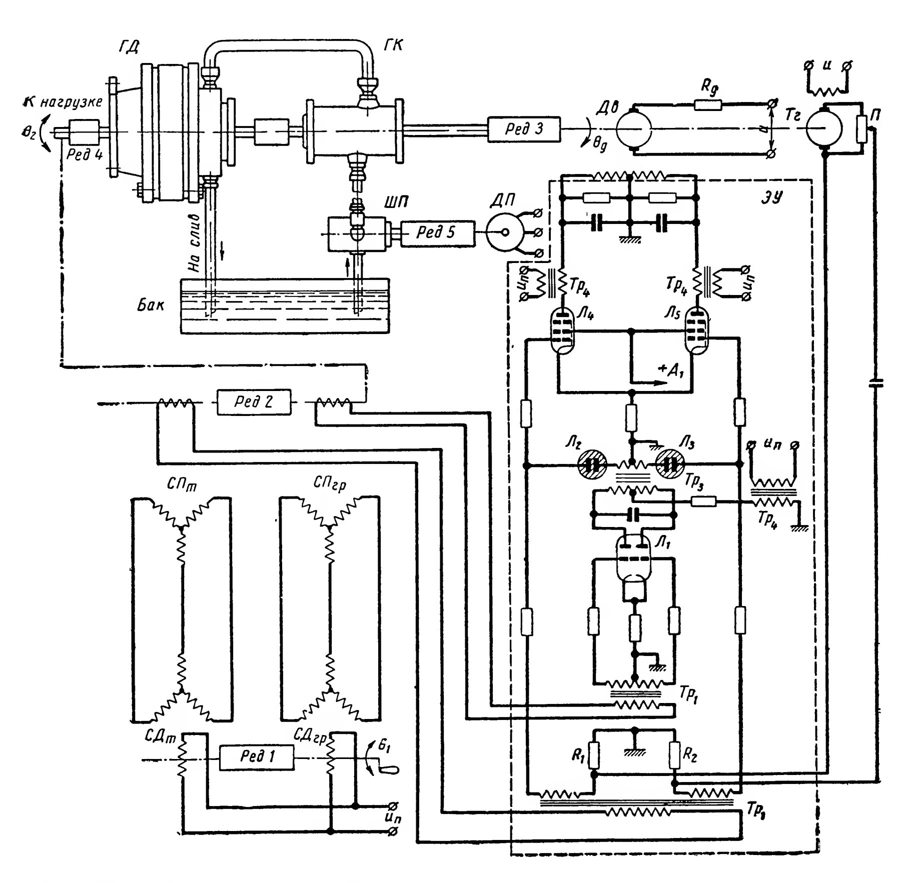
Фиг. IX.8. Схемы включения агрегатов гидравлических приводов с дроссельным регулированием:

а — для следящих систем с кратковременным режимом работы; *б* — для следящих систем с длительным режимом работы.

Вторая схема отличается от первой лишь тем, что в трубопровод низкого давления подсоединен радиатор охлаждения рабочей жидкости *9* (см. фиг. IX.8, *б*). Нагретая в клапане и гидравлическом двигателе жидкость охлаждается в радиаторе. Следует отметить, что в самолетных гидравлических системах радиатор охлаждается забортных воздушным потоком и его габариты и масса значительно меньше, чем у радиаторов наземных систем управления.

В промышленности существует большое количество различного рода схем электрогидравлических систем управления с дроссельным регулированием, рассмотреть которые в настоящем параграфе не представляется возможным. В данном параграфе будет рассмотрена только небольшая их часть.

Одной из наиболее интересных электрогидравлических следящих систем управления с гидравлическим приводом дроссельного регулирования является система с вращающимся гидравлическим клапаном и механической обратной связью между гидравлическим двигателем и клапаном. Принципиальная схема

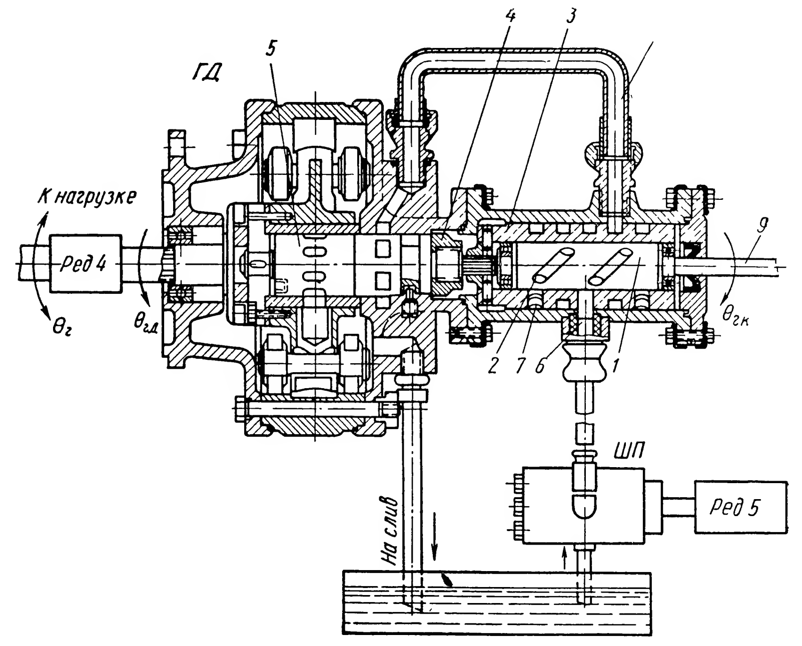


Фиг. IX.9. Принципиальная схема электродвигателя следящей системы с силовым гидравлическим приводом дроссельного регулирования.

одной из таких систем показана на фиг. IX.9. Система состоит из сельсинов-датчиков *СД* и сельсинов-приемников *СП*, электронного усилителя *ЭУ*, маломощного электродвигателя *Дв*, управляемого по току возбуждения, гидравлического клапана *ГК*, гидравлического двигателя *ГД*, шестеренчатой помпы *ШП* и бака с рабочей жидкостью. Тахогенератор *Тг*, потенциометр *П*, конденсатор *С* и сопротивления R_1 и R_2 являются элементами корректирующего устройства системы.

Гидравлический вращающийся клапан и двигатель образуют

внутреннюю следящую систему. Принцип ее действия можно рассмотреть пользуясь фиг. IX.10. Гидравлический клапан состоит из плунжера *1* со спиральными проточками *2* и втулки *3* обратной связи. Втулка обратной связи через соединительное устройство *4* жестко связана с ротором гидравлического двигателя *5*. Рабочая жидкость от шестеренчатой помпы поступает



Фиг. IX.10. Гидравлический двигатель и вращающийся клапан.

через штуцер *6* в спиральные проточки *2* плунжера клапана. Спиральные проточки, находясь против отверстий *7* втулки обратной связи, будут пропускать рабочую жидкость через трубопровод *8* в гидравлический двигатель. Взаимным расположением втулки и плунжера определяется площадь дросселирующих отверстий гидравлического клапана, а следовательно, и скоростью вращения ротора гидравлического двигателя. Плунжер и втулка обратной связи могут занимать и такое единственное положение, когда дросселирующие отверстия будут полностью перекрыты, тогда ротор гидравлического двигателя будет оставаться неподвижным.

При повороте задающего вала *9* гидравлического клапана на некоторый угол $\theta_{гк}$ (t) происходит увеличение площади дроссельных отверстий, а следовательно, возрастает приток рабочей жидкости в гидравлический двигатель.

Ротор гидравлического двигателя будет вращаться и начнет поворачивать втулку обратной связи клапана, уменьшая пло-

щадь дросселирующих отверстий до полного их закрытия. Соответственно с этим скорость вращения ротора гидравлического двигателя будет все время уменьшаться вплоть до полной его остановки. При вращении плунжера с постоянной скоростью втулка обратной связи будет вращаться с некоторым постоянным отставанием по углу (относительно плунжера) и в гидравлическом приводе будет наблюдаться угол рассогласования $\delta'(t)$, величина которого определяется следующей зависимостью:

$$\delta'(t) = \theta_{гк}(t) - \theta_{вос}(t), \qquad \text{(IX.15)}$$

где $\theta_{вос}(t)$ — угол поворота втулки обратной связи клапана.

Для принятой схемы соединения втулки обратной связи с ротором гидравлического двигателя

$$\theta_{вос}(t) = \theta_{гд}(t).$$

Угловая скорость вращения вала гидравлического двигателя прямо пропорциональна углу рассогласования гидравлической системы.

Таким образом,

$$\omega_г = D'_\omega \delta'(t), \qquad \text{(IX.16)}$$

где D'_ω — коэффициент добротности следящего гидравлического привода по угловой скорости вращения, зависящей от конструктивного выполнения клапана и гидравлического двигателя.

Следовательно, при вращении управляющего вала клапана с различными угловыми скоростями вал гидравлического двигателя будет стремиться вращаться синхронно с валом плунжера, отслеживая задаваемые угловые скорости. Плунжер клапана приводится во вращение электродвигателем *Дв* (фиг. IX.9), с валом которого жестко соединен тахогенератор корректирующего устройства *Тг*.

Для повышения точности работы следящей системы в ней применены две пары сельсинов (грубого и точного каналов слежений). Электронный усилитель[1] не только усиливает сигнальное напряжение, пропорциональное углу рассогласования сельсинов, но и разделяет сигналы каналов слежения (грубый от точного и наоборот).

Рассмотрим принцип действия электрогидравлической следящей системы при работе только точного канала. Поворачивая ротор сельсина-датчика на некоторый угол $\theta_1(t)$, в сельсинной схеме образуется угол рассогласования $\delta(t)$. Величина этого угла определяется следующей разностью:

$$\delta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t), \qquad \text{(IX.17)}$$

где $\theta_2(t)$ — угол поворота выходного вала следящей системы.

---

[1] Подробнее см. стр. 434—436.

С клемм ротора сельсина-приемника точного канала снимается напряжение u_t, прямо пропорциональное углу рассогласования.

Зная передаточное число i_u сельсинного редуктора, нетрудно получить следующее выражение:

$$u_t = k_t i_u \delta(t), \qquad \text{(IX.18)}$$

где k_t — крутизна характеристики сельсинов.

После усиления напряжения u_t электронным усилителем, получим

$$u_f = k_s u_{t_2}. \qquad \text{(IX.19)}$$

От действия напряжения u_f якорь электродвигателя начнет вращаться и через редуктор будет поворачивать управляющий вал гидравлического клапана.

Выходной вал гидравлического двигателя будет отслеживать угол вращения управляющего вала и одновременно с этим приведет во вращение исполнительный механизм и ротор сельсина-приемника. Ротор сельсина-приемника вращается в направлении уменьшения угла рассогласования $\delta(t)$. При получении угла рассогласования в сельсинной схеме $\delta(t) = 0$ якорь электродвигателя *Дв* не будет вращаться и гидравлический силовой привод будет неподвижен. Вращая задающий вал следящей системы с постоянной скоростью $\frac{d\theta_1}{dt} = \text{const}$, имеем некоторое фиксированное значение угла рассогласования δ. Тогда якорь электродвигателя *Дв*, а следовательно, и выходной вал гидродвигателя будут вращаться также с постоянной синхронной скоростью.

Перейдем к построению статистических и динамических характеристик агрегатов электрогидравлической следящей системы. Для этого воспользуемся уравнениями (IX.15) — (IX.19); к этим уравнениям необходимо добавить выражения (IX.20) — (IX.25).

Уравнение гидравлического привода запишем в виде

$$J_n \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2} + k_w \frac{d\theta_{гд}}{dt} = D_{гn}\delta'(t), \qquad \text{(IX.20)}$$

где J_n — приведенный к валу гидравлического двигателя момент инерции всех вращающихся частей $\left(J_n = J_{гд} + \frac{J_n}{i_p^2}\right)$;

k_w — постоянная скоростного трения гидравлического привода;

$D_{гn}$ — коэффициент крутизны нагрузочной характеристики гидравлического привода.

Для силового редуктора следящей системы

$$\frac{\theta_{гд}}{\theta_2} = i_p, \qquad \text{(IX.21)}$$

где i_p — передаточное число силового редуктора.

Уравнения электродвигателя с управлением по току возбуждения можно записать в обычном виде:

$$u_f = R_в i_в + L_в \frac{di_в}{dt};$$

$$J' \frac{d^2\theta_{гк}}{dt^2} + k'_v \frac{d\theta_{гк}}{dt} = k_в i_в, \qquad (IX.22)$$

где J' — приведенный момент инерции якоря электродвигателя и вращающихся частей клапана;

k'_v — постоянная скоростного трения электродвигателя и клапана;

$k_в$ — коэффициент пропорциональности.

Для тахогенератора имеем

$$u_{Tг} = \beta k_{Tг} \frac{d\theta_{гк}}{dt}, \qquad (IX.23)$$

где $k_{Tг}$ — крутизна характеристики тахогенератора;

β — коэффициент, характеризующий степень отрицательной обратной связи.

Уравнение переходного режима для четырехполюсника запишем в виде

$$T_c \frac{du_{t_1}}{dt} + u_{t_1}(t) = T_c \frac{du_{Tг}}{dt}; \qquad (IX.24)$$

где T_c — постоянная времени четырехполюсника.

Напряжение на входе в электронный усилитель u_{t_2} представляет собой разность двух напряжений, т. е.

$$u_{t_2} = u_t - u_{t_1}. \qquad (IX.25)$$

Прежде чем перейти к составлению передаточных функций агрегатов электрогидравлической следящей системы, рассмотрим уравнения (IX.15) и (IX.20).

Исключив из этих уравнений переменные $\delta'(t)$ и $\theta_{вос}(t)$, получим следующее выражение для гидравлической следящей системы:[1]

$$J_n \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2} + k_w \frac{d\theta_{гд}}{dt} + D_{гп}\theta_{гд}(t) = D_{гп}\theta_{гк}(t). \qquad (IX.26)$$

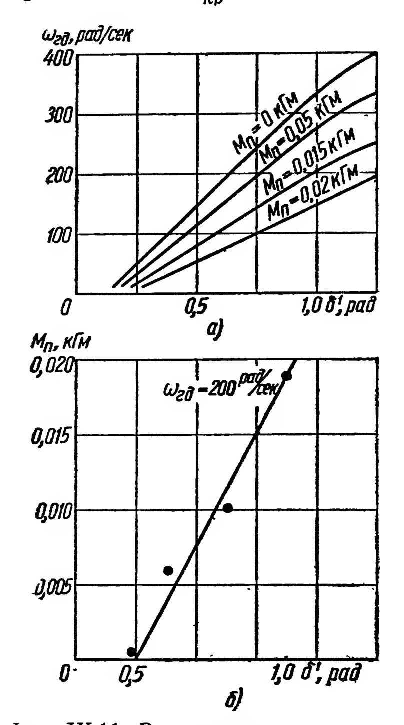
Значение коэффициентов, входящих в уравнение (IX.26), можно вычислить по экспериментально снятым характеристикам гидравлического привода с дроссельным регулированием. На фиг. IX.11,*а* показана экспериментально снятая скоростная характеристика следящей системы при различных значениях момента нагрузки, действующего на выходной вал гидравлическо-

[1] При выводе уравнения (IX.26), сжимаемостью жидкости мы пренебрегаем, что является справедливым только при относительно небольших рабочих давлениях.

го двигателя. Как видно из этих графиков, тангенс угла наклона скоростной характеристики и определяет значение коэффициента добротности привода $D_{гп}$. При углах рассогласования гидропривода $\delta' > \delta'_{кр}$ линейность скоростной характеристики нарушается и добротность привода уменьшается. Для данного типа привода из фиг. IX.11, *б* нетрудно найти, что

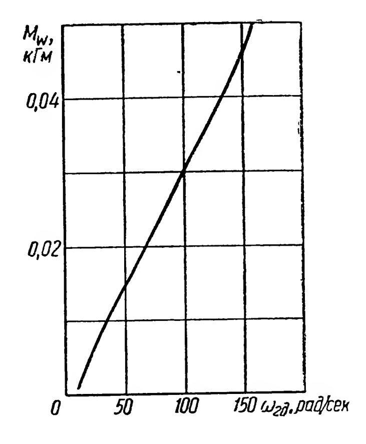
$$D_{гп} = 0{,}038 \ кГ \cdot м/рад.$$

Характеристика момента скоростных потерь от угловой скорости вращения приведена на фиг. IX.12. Из фигуры можно найти, что $k_w = 3{,}04 \cdot 10^{-4}$ $кГ \cdot м \cdot сек/рад$.



Фиг. IX.11. Экспериментально снятые статические характеристики гидравлического привода дроссельного регулирования:

а — нагрузочные характеристики для четырех значений момента нагрузки; *б* — перестроенная нагрузочная характеристика при $\omega_{гд} = 200$ *рад/сек*.



Фиг. IX.12. Экспериментальная характеристика момента скоростного трения.

На фиг. IX.13 приведена структурная схема электрогидравлической следящей системы. Ее передаточная функция в разомкнутом состоянии имеет вид

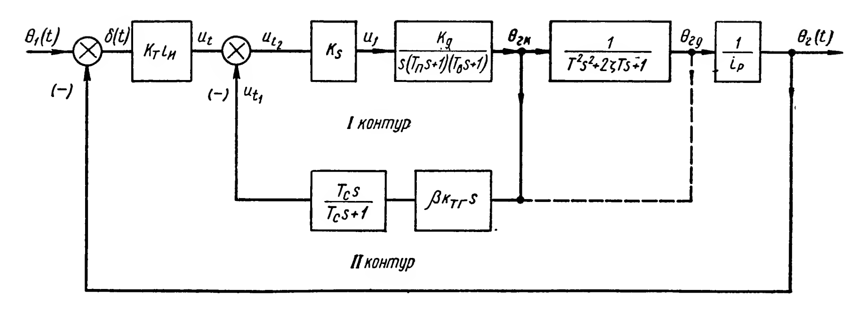
$$W(s) = \frac{\dfrac{k_t i_u k_s k_{Дв}}{i_p}}{\dfrac{s(T_n s + 1)(T_в s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}{1 + \dfrac{k_s k_{Дв} k_{Tг} \beta T_c s}{(T_n s + 1)(T_в s + 1)(T_c s + 1)}}}, \quad \text{(IX.27)}$$

где

$$k_{Дв} = \frac{k_в}{R_в k_v}; \quad T_n = \frac{J'_n}{k_v};$$

$$T_в = \frac{L_в}{R_в}; \quad T = \sqrt{\frac{J_n}{D_{гn}}};$$

$$\zeta = \frac{k_w}{2\sqrt{J_n D_{гn}}},$$



Фиг. IX.13. Структурная схема электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием.

или

$$W(s) = \frac{W_в(s)}{1 + W_a(s)}.$$

Положим $s = j\omega$, тогда, зная следующие параметры электрогидравлической системы:

$$k_t i_u = 1700 \ в/рад; \quad i_p = 680;$$

$$k_s = 40; \quad T_n = 0{,}1 \ сек;$$

$$k_{Дв} = 8 \ рад/в \cdot сек; \quad T_в = 0{,}005 \ сек;$$

$$k_{Tг} = 0{,}5 \ в \cdot сек/рад; \quad T = 0{,}01 \ сек;$$

$$\beta = 0{,}25; \quad \zeta = 0{,}4;$$

$$T_c = 0{,}4 \ сек,$$

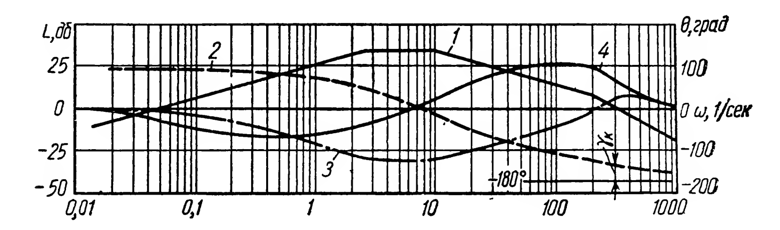
построим логарифмические амплитудную и фазовую частотные характеристики разомкнутой системы (фиг. IX.14 и IX.15). Как видно из фиг. IX.15, частота среза системы составляет $\omega_{cp} = 20 \ 1/сек$, запас устойчивости по фазе $\gamma_c = 60°$, коэффициент добротности по скорости $D_\omega = 800 \ 1/сек$ и по ускорению $D_\varepsilon = 50 \ 1/сек^2$. Характеристики динамической точности всей следящей системы могут быть вычислены с помощью формулы

$$\delta = \frac{1}{D_\omega}\omega_1 + \frac{1}{D_\varepsilon}\varepsilon_1 + \delta_{cm}. \qquad \text{(IX.28)}$$

Числовые значения D_ω и D_ε легко определяются по логарифмической амплитудной характеристике, тогда

$$\delta = \frac{1}{800}\omega_1 + \frac{1}{50}\varepsilon_1 + \delta_{cm}. \qquad (IX.29)$$

На фиг. IX.16 сплошными линиями показаны характеристики кинетической и динамической точности, построенные с помощью



Фиг. IX.14. Амплитудная и фазовая частотные характеристики внутреннего контура электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием:

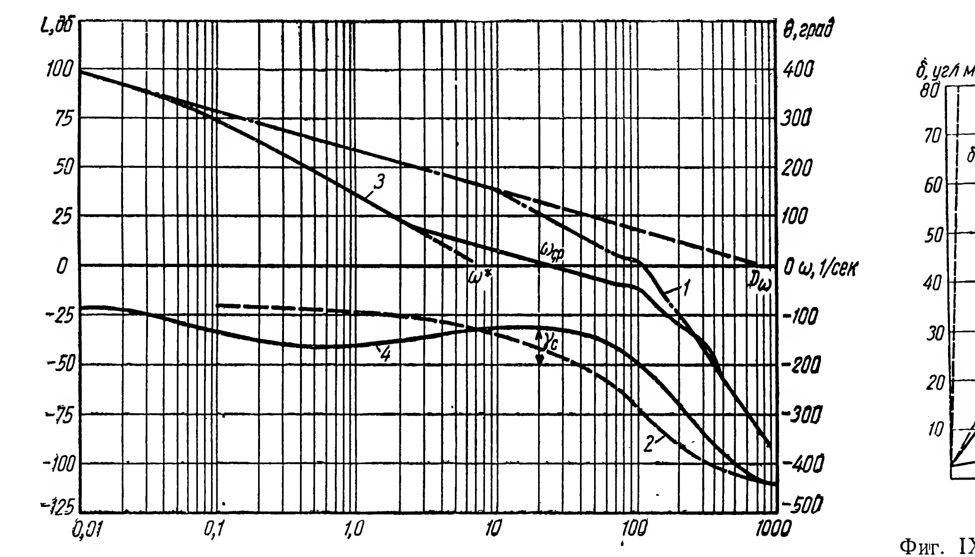
1 и 2 — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_a(j\omega)$; 3 и 4 — амплитудная и фазовая частотные характеристики $\frac{1}{1+W_a(j\omega)}$.

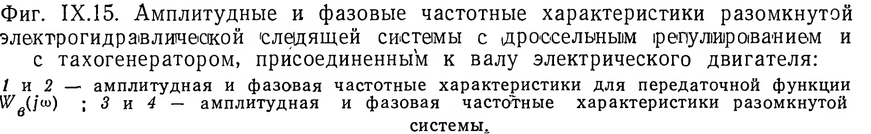
формулы (IX.29). Значительное влияние на работу электрогидравлической следящей системы оказывают параметры гидравлического привода. При увеличении коэффициента крутизны нагрузочной характеристики гидравлического привода происходит уменьшение как постоянной времени колебательного звена, так и степени демпфирования.

На фиг. IX.17 показаны логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики гидравлического привода по передаточной функции вида

$$W_{гп}(j\omega) = \frac{1}{(Tj\omega)^2 + 2\zeta Tj\omega + 1}$$

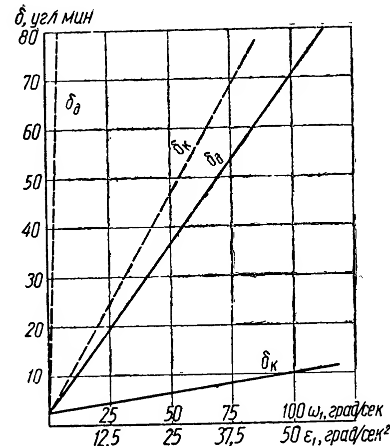
для пяти различных значений коэффициента $D_{гп}$. С ростом $D_{гп}$ у гидравлического замкнутого привода повышается максимум амплитудной характеристики. При повышении максимума амплитудной характеристики снижается запас устойчивости всей системы по фазе и модулю и при $D_{гп} = 0{,}19$ *кГ·м/рад* в электрогидравлической следящей системе могут возникнуть незатухающие колебания с круговой частотой, равной 300 1/*сек*. Соответствующие этому случаю логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики электрогидравлической следящей системы показаны на фиг. IX.18.



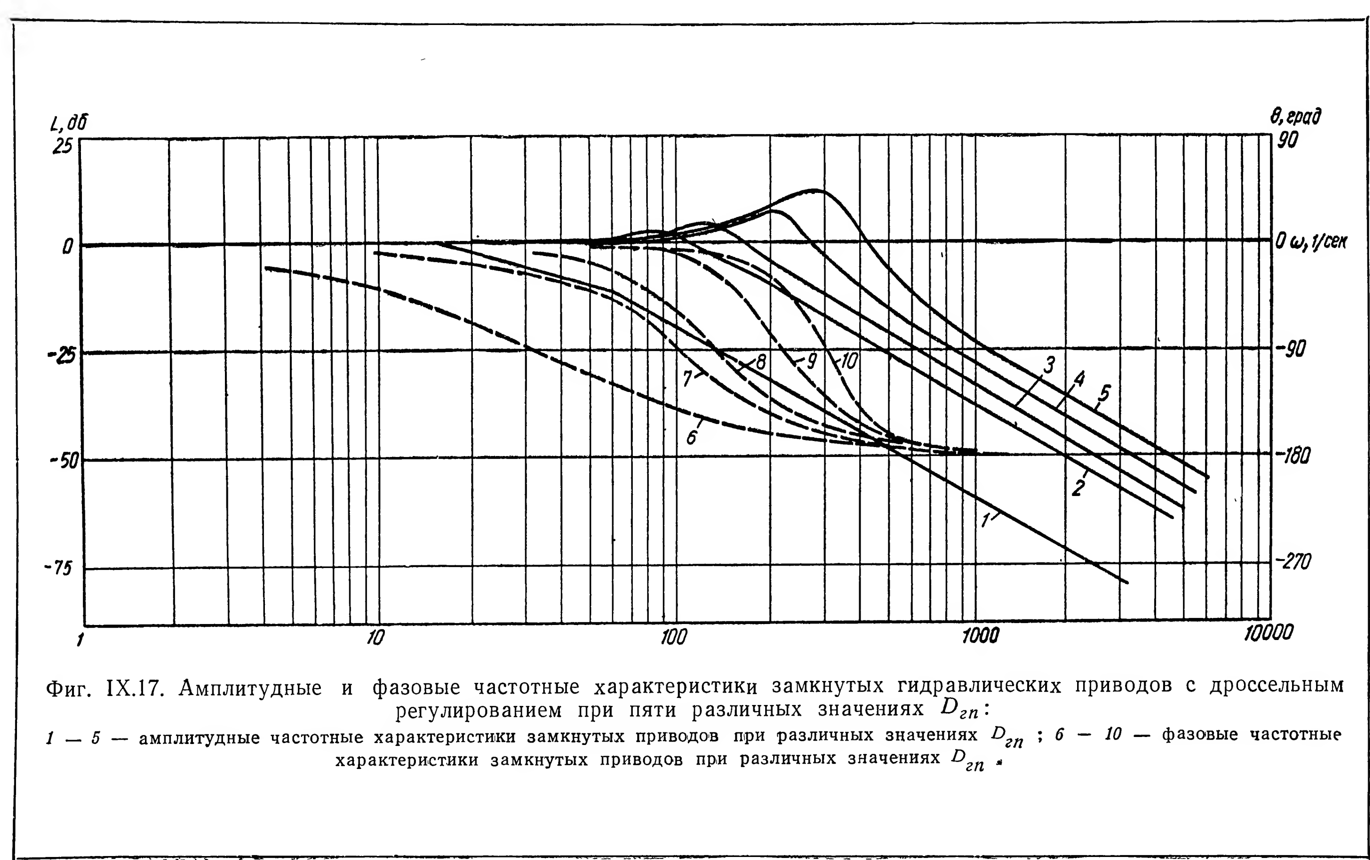


Фиг. IX.15. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием и с тахогенератором, присоединенным к валу электрического двигателя:

1 и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{в}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы.



Фиг. IX.16. Характеристика кинематической и динамической точности электрогидравлических следящих систем с дроссельным регулированием.



Фиг. IX.17. Амплитудные и фазовые частотные характеристики замкнутых гидравлических приводов с дроссельным регулированием при пяти различных значениях $D_{гп}$:

1 — 5 — амплитудные частотные характеристики замкнутых приводов при различных значениях $D_{гп}$; *6 — 10* — фазовые частотные характеристики замкнутых приводов при различных значениях $D_{гп}$.

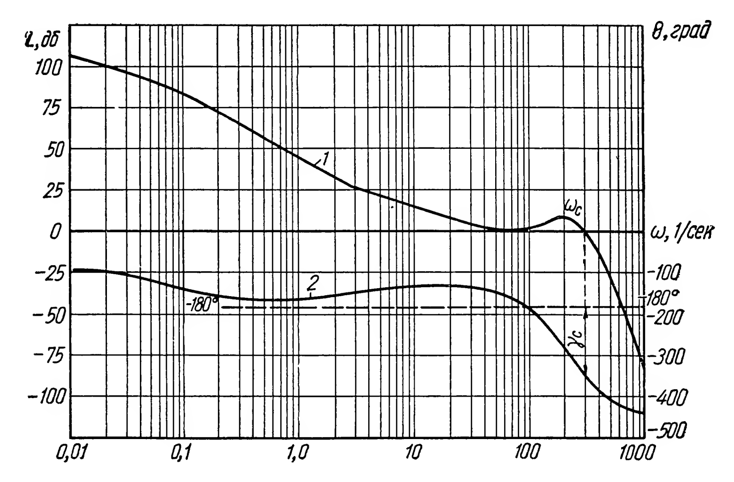
Оценка качества протекания переходного процесса в гидравлическом приводе может быть выполнена в результате решения дифференциального уравнения второго порядка (IX.26).

С помощью обозначений

$$\zeta = \frac{k_w}{2\sqrt{J_n D_{гn}}} \quad и \quad \omega = \frac{1}{T} = \sqrt{\frac{D_{гn}}{J_n}}$$

преобразуем передаточную функцию $W_{гn}(s)$ к виду

$$(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)\,\Theta_{гд}(s) = \omega_0^2\Theta_{гк}(s). \qquad (XI.30)$$



Фиг. IX.18. Амплитудная и фазовая частотные характеристики электрогидравлического привода с дроссельным регулированием при $D_{гn}$=0,19:

1 и 2 — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутых систем.

Если считать, что ко входу системы приложен единичный управляющий сигнал, т. е.

$$\theta_{гк}(t) = \begin{cases} 1 & при\ t \geqslant 0 \\ 0 & при\ t < 0 \end{cases}$$

или

$$\Theta_{гк}(s) = \frac{1}{s},$$

то формулы, по которым следует строить характеристики переходного гидравлического привода для случая $\zeta > 1$, имеют вид

$$\theta_{гд}(t) = 1 - \frac{1}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}}\left[(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\,e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})\,\omega_0 t} - (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\,e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2-1})\,\omega_0 t}\right], \qquad (IX.31)$$

для случая $\zeta < 1$

$$\theta_{гд}(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \cdot \sin\left[\left(\sqrt{1-\zeta^2}\right)\omega_0 t + \operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right]. \tag{IX.32}$$

Кривые $\theta_{гд}(t)$ при $\zeta > 1$ показаны на фиг. IX.19, а при $\zeta < 1$ — на фиг. IX.20.

По этим графикам можно определить время протекания переходного процесса гидравлического привода t_p, если задана его собственная частота колебаний ω_0 и максимум перерегулирования σ_{max}.

Если в технических условиях на гидравлический привод указывается, что перерегулирование в нем не допускается, то необходимо пользоваться графиками (фиг. IX.19), помня о том, что надежная гарантия отсутствия перерегулирования может быть получена лишь при $\zeta \geqslant 1,4$.

Пользуясь этими графиками, можно выбрать желаемую степень демпфирования гидравлического привода и вычислить основные его параметры.

Порядок вычисления параметров гидравлического привода может быть следующим:

1) по выбранному желаемому значению ζ и, зная приведенное значение момента инерции J_n, вычисляем коэффициент

$$\lambda = 2\zeta\sqrt{J_n};$$

2) по кривым, приведенным на фиг. IX.19 и IX.20, находим время протекания переходного процесса $t_{гp}$;

3) по заданному в технических условиях времени протекания переходного процесса t_p и полученному $t_{гp}$ вычисляем собственную частоту колебаний гидравлического привода

$$\omega_0 = \frac{t_{гp}}{t_p};$$

4) требуемый коэффициент крутизны нагрузочной характеристики $D_{гn}$ и постоянная скоростного трения k_w вычисляются по формулам:

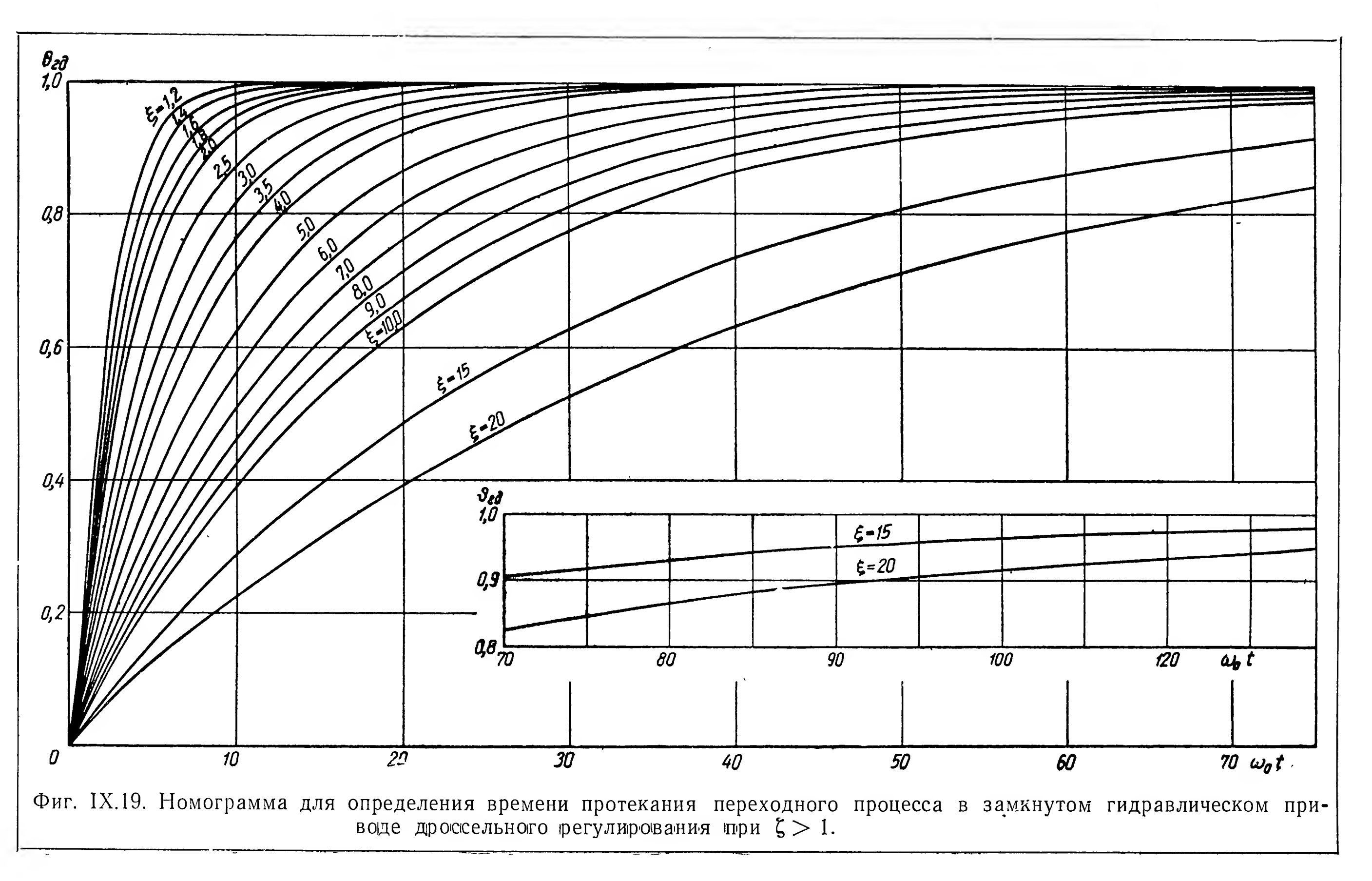
$$D_{гn} = J_n\omega_0^2 \tag{IX.33}$$

и

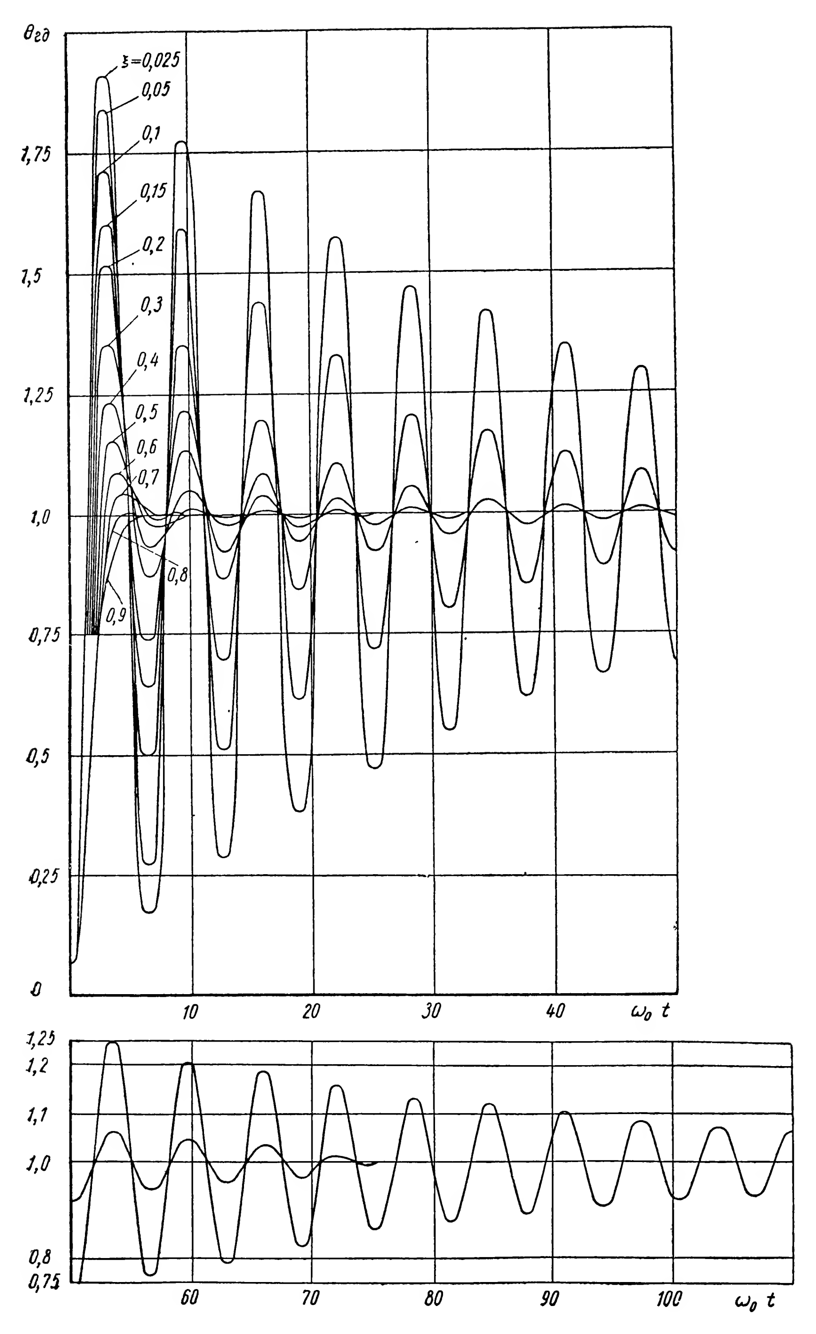
$$k_w = \lambda\sqrt{D_{гn}}. \tag{IX.34}$$

Рассмотрим числовой пример определения параметров гидравлического привода при $t_p = 0,1$ *сек*, $J_n = 0,38 \cdot 10^{-5}$ *кГ·м·сек*^{2}. Будем считать, что максимум перерегулирования в гидравлическом приводе σ_{max} находится в интервале между 20—30%. По фиг. IX.20 возьмем $\zeta = 0,4$ и $t_{гп} = 10$, тогда коэффициент

$$\lambda = 2 \cdot 0,4\sqrt{0,38 \cdot 10^{-5}} = 1,56 \cdot 10^{-3}\ кГ^{1/2} \cdot м^{1/2} \cdot сек.$$



Фиг. IX.19. Номограмма для определения времени протекания переходного процесса в замкнутом гидравлическом приводе дроссельного регулирования при $\zeta > 1$.



Фиг. IX.20. Номограмма для определения времени протекания переходного процесса и максимума перерегулирования в замкнутом гидравлическом приводе дроссельного регулирования при $\zeta < 1$.

Собственная частота колебаний выходного вала следящей системы

$$\omega_0 = \frac{10}{0,1} = 100 \ 1/сек.$$

Тогда

$$D_{гп} = 0,38 \cdot 10^{-5} \cdot 100^2 = 0,038 \ кГ \cdot м/рад$$

и

$$k_w = 1,56 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,038} = 3,04 \cdot 10^{-4} \ кГ \cdot м \cdot сек/рад.$$

Коэффициент добротности следящего гидравлического привода по скорости определяется по формуле

$$D'_\omega = \frac{D_{гп}}{k_w} = \frac{3,8 \cdot 10^{-2}}{3,04 \cdot 10^{-4}} = 125 \ 1/сек.$$

Далее под эти параметры следует подбирать гидравлический двигатель и вращающийся клапан.

В высококачественных гидравлических следящих системах значение коэффициента добротности по скорости D_ω может достигать нескольких сотен.

Так, например, при $t_p = 0,05$ *сек* имеем $\omega_0 = 200 \ 1/сек$.

Приняв

$$D_{гп} = 0,38 \cdot 10^{-5} \cdot 200^2 = 0,152 \ кГ \cdot м/рад,$$

получим

$$k_w = 3,04 \cdot 10^{-4} \ кГ \cdot м \cdot сек/рад;$$

$$D'_\omega = \frac{0,152}{3,04 \cdot 10^{-4}} = 500 \ 1/сек.$$

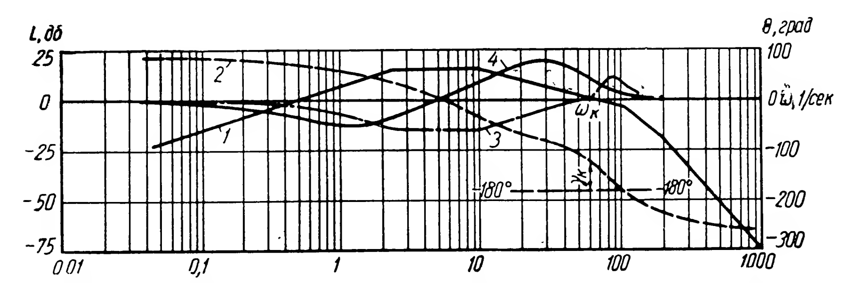
Рассмотрим, какие характеристики будет иметь данная электрогидравлическая следящая система, если вал тахогенератора подсоединить к валу гидравлического двигателя.

На фиг. IX.13 штриховой линией показана линия связи видоизмененного таким образом корректирующего устройства.

Построим логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики системы (фиг. IX.21 и IX.22). Из этого построения видно, что частота среза системы $\omega_{ср}$ составляет 20 1/*сек*; запас устойчивости системы по фазе γ_c равен 60°; значение коэффициента добротности системы по скорости уменьшилось до 125 1/*сек*. Сравнив результирующие логарифмические амплитудную и фазовую характеристики этих двух систем, можно сделать следующие выводы:

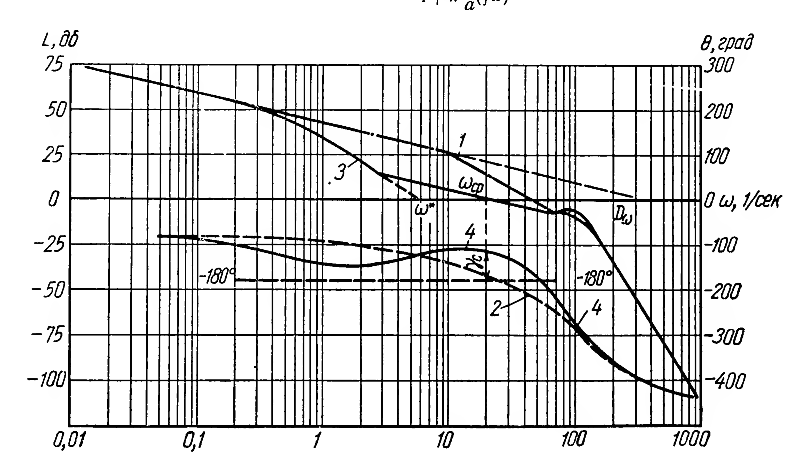
а) охватывание гидравлического привода тахогенератором обратной связи приводит к уменьшению запаса устойчивости первого внутреннего контура системы; для сохранения прежнего запаса устойчивости по фазе $\gamma_к = 40°$ приходится уменьшать степень обратной связи β с 1,0 до 0,125;

б) точность работы электрогидравлической следящей системы с тахогенератором, присоединенным к валу электродвигателя, в несколько раз выше точности системы с тахогенератором, присоединенным к валу гидравлического двигателя (при условии, что в обеих системах частота среза сохраняется).



Фиг. IX.21. Амплитудные и фазовые частотные характеристики внутреннего контура электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием и тахогенератором, присоединенным к валу гидравлического двигателя:

1 и 2 — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_a(j\omega)$; 3 и 4 — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\frac{1}{1+W_a(j\omega)}$.



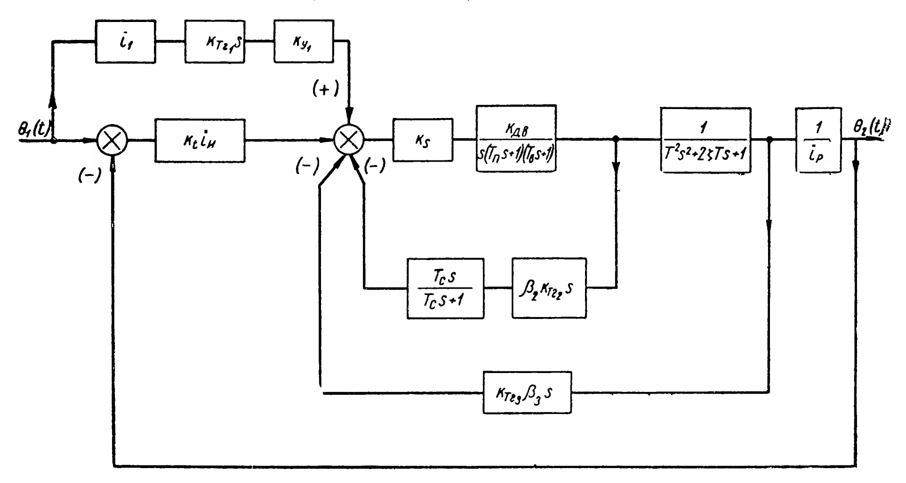
Фиг. IX.22. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием и с тахогенератором, присоединенным к валу гидравлического двигателя:

1 и 2 — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_в(j\omega)$; 3 и 4 — амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы.

Для рассмотренных нами примеров (фиг. IX.15 и IX.22) динамическая ошибка второй системы возрастает в 1,7—1,8 раза.

Некоторый интерес представляет структурная схема комби-

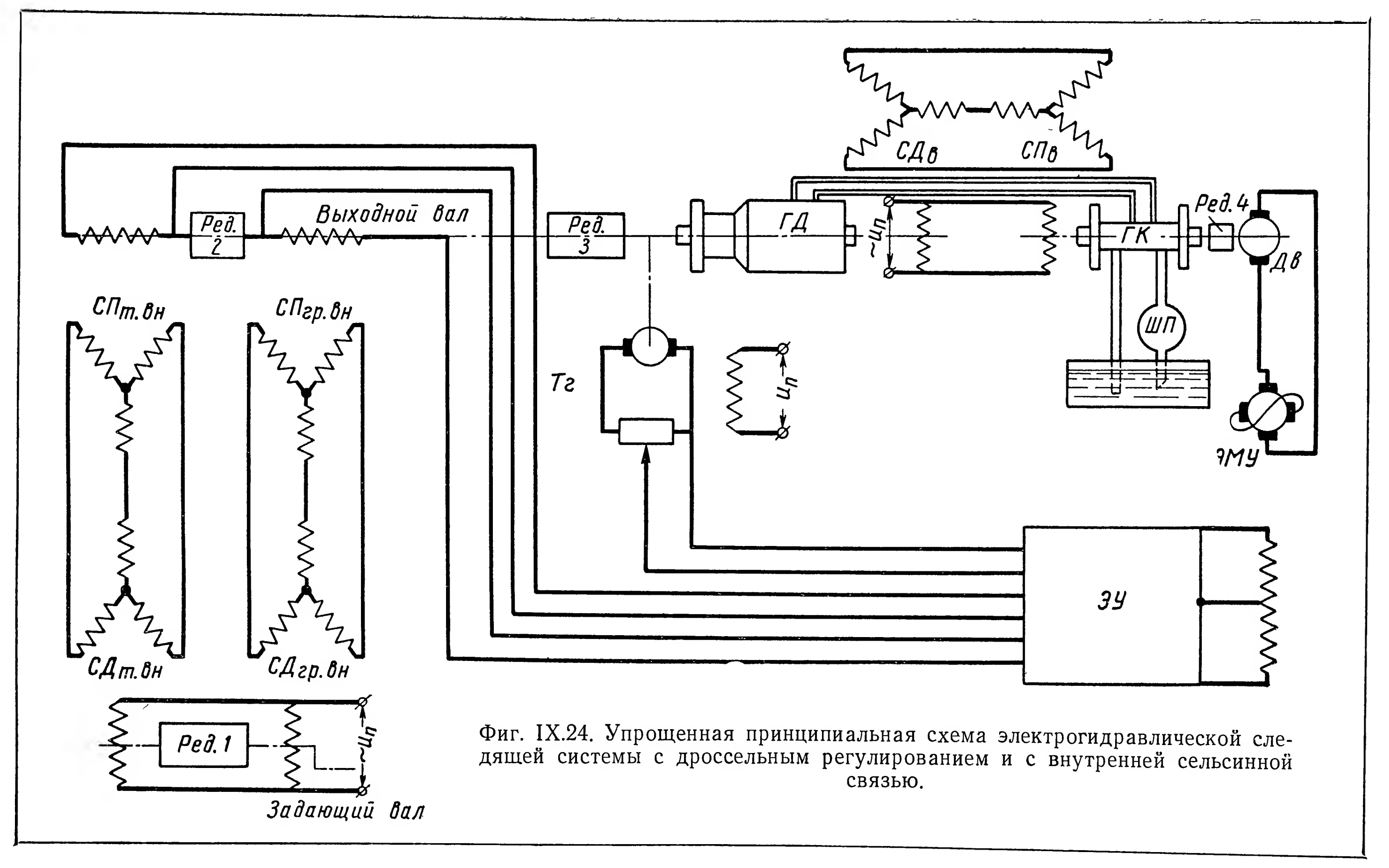
нированной электрогидравлической следящей системы, представленная на фиг. IX.23. Тахогенератор $Тг_2$ образует внутреннюю обратную связь и обеспечивает устойчивость всей системы в замкнутом состоянии. Сигналы от тахогенераторов $Тг_1$ и $Тг_3$ подаются навстречу друг другу, и при надлежащем выборе коэффициента усилия дополнительного электронного усилителя k_{y_1} и степени обратной связи β_3 система получает астатизм второго порядка (см. гл. VIII).



Фиг. IX.23. Структурная схема электрогидравлической следящей системы с комбинированным управлением.

В некоторых конструкциях гидравлических двигателей и гидравлических клапанов не представляется возможным соединить втулку обратной связи с выходным валом гидравлического двигателя. Тогда в качестве замыкающего устройства гидравлической системы можно применять внутреннюю сельсинную пару, состоящую из сельсина-датчика $СД_в$ и сельсина-приемника $СП$ включенных в моторном режиме. Упрощенная, принципиальная схема такой системы показана на фиг. IX.24. Ротор внутреннего сельсина-приемника соединен с втулкой обратной связи клапана $ГК$, а ротор внутреннего сельсина-датчика соединен с выходным валом гидравлического двигателя $ГД$. Кроме двух внутренних сельсинов, в системе применены две пары внешних сельсинов, включенных в трансформаторном режиме. Сельсины грубого канала слежения (датчик и приемник) на схеме обозначены через $СД_{гр.вн}$ и $СП_{гр.вн}$, для точного канала слежения через $СД_{т.вн}$ и $СП_{т.вн}$.

В качестве усилителей применены электронный усилитель $ЭУ$ и электромашинный усилитель $ЭМУ$. Принцип действия электрогидравлической следящей системы состоит в следующем. При повороте задающего вала на некоторый угол в сельсинной схеме



Фиг. IX.24. Упрощенная принципиальная схема электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием и с внутренней сельсинной связью.

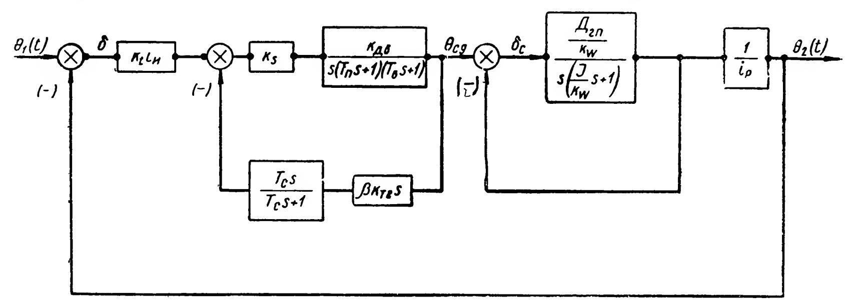
образуется напряжение рассогласования, которое после усиления электронным усилителем поступает в дифференциальные обмотки электромашинного усилителя. Электромашинный усилитель возбуждается и его выходное напряжение подается на якорь электродвигателя *Дв*. Электродвигатель через редуктор *Ред. 4* приведет во вращение плунжер гидравлического клапана, и рабочая жидкость через отверстие клапана и трубопровод будет поступать в гидравлический двигатель. Гидравлический двигатель начнет вращаться и будет одновременно поворачивать ротор внутреннего сельсина-датчика, роторы внешних сельсинов-приемников и исполнительный механизм.

Ротор сельсина-приемника, а вместе с ним и втулка обратной связи, будет вращаться синхронно с ротором сельсина-датчика. При вращении втулка обратной связи уменьшает величину дросселирующего отверстия. Угловая скорость гидравлического двигателя будет падать, и угол рассогласования между внешними сельсинами будет уменьшаться. При достижении между внешними сельсинами нулевого значения угла рассогласования втулка обратной связи становится в нейтральное положение относительно плунжера. Теперь рабочая жидкость не будет поступать через клапан к гидравлическому двигателю, и следящая система отработает заданный угол поворота входного вала. При вращении ротора сельсина-приемника с постоянной скоростью в схеме внешних сельсинов образуется некоторое постоянное значение напряжения рассогласования. Это напряжение, усиленное электронным и электромашинным усилителями, вызовет вращение электродвигателя, а вместе с ним и гидравлического клапана. Гидравлический двигатель и ротор внутреннего сельсина-датчика начнут вращаться с постоянной скоростью. Тогда ротор внутреннего сельсина-приемника, а следовательно, и втулка обратной связи будут вращаться с такой же постоянной скоростью. Между валами внешних сельсинов датчика и приемника будет наблюдаться постоянное значение угла рассогласования.

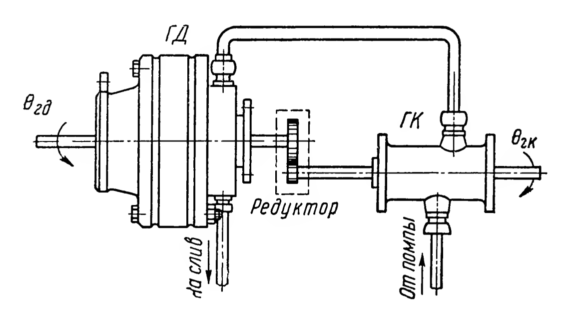
Рассмотрим теперь такой случай, когда скорость вращения выходного вала гидравлического двигателя замедлится. Одновременно с этим уменьшается и скорость вращения роторов внутреннего сельсина-датчика и сельсина-приемника. Втулка обратной связи будет вращаться медленнее и угол рассогласования между втулкой обратной связи и плунжером увеличится, что приведет к росту скорости вращения выходного вала гидравлического двигателя. При увеличении скорости вращения гидравлического двигателя угол рассогласования уменьшается и скорость вращения выходного вала будет замедляться. Таким образом, внутренняя сельсинная схема выполняет роль синхронизирующего устройства гидравлического привода. На фиг. IX.25 показана структурная схема рассмотренной электрогидравлической следящей системы с внутренними сельсинами, включен-

ными в моторном режиме. Внутренняя сельсинная пара в электрогидравлическом следящем приводе образует отрицательную обратную связь.

В электрогидравлических следящих системах с гидравлическими двигателями, имеющими большие скорости вращения,



Фиг. IX.25. Структурная схема электрогидравлической следящей системы, принципиальная схема которой изображена на фиг. IX.24.



Фиг. IX.26. Схема соединения гидравлического двигателя с поворотным клапаном через промежуточную механическую передачу.

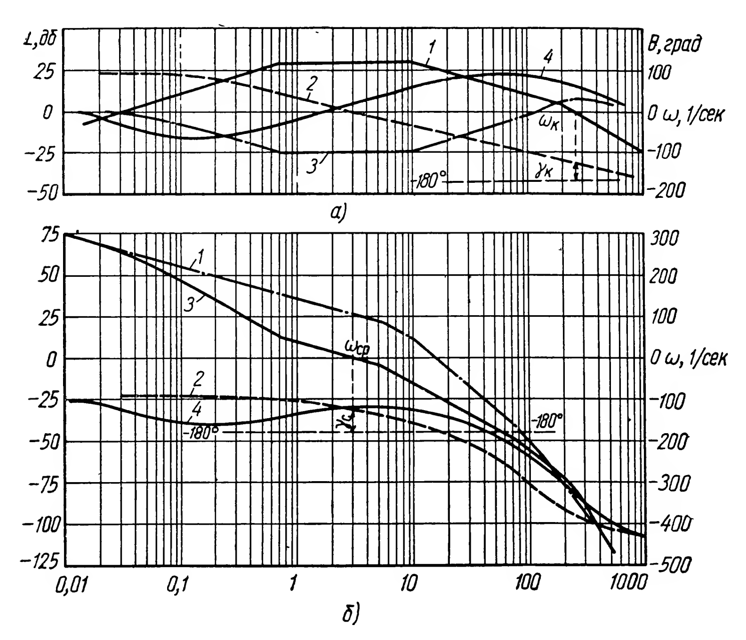
наблюдается износ трущихся частей клапана. При большом износе клапана в гидравлическом силовом приводе сильно увеличивается утечка рабочей жидкости, что приводит к снижению к. п. д. привода. Поэтому в электрогидравлических приводах с вращающимися клапанами для уменьшения износа трущихся частей иногда применяются дополнительные замедляющие редукторы между втулкой обратной связи и выходным валом гидравлического двигателя. Одна из возможных схем соединения клапана гидравлического двигателя показана на фиг. IX.26. Если обозначить передаточный коэффициент редуктора обратной связи через i_{oc}, то коэффициент нагрузочной характеристики уменьшится в i_{oc} раз и уравнение разомкнутого гидравлического привода можно записать в виде

$$J_n \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2} + k_w \frac{d\theta_{гд}}{dt} = \frac{D_{гп}}{i_{oc}} \delta'(t). \qquad \text{(IX.35)}$$

Тогда для замкнутого гидравлического привода уравнение переходных процессов будет

$$J_n \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2} + k_w \frac{d\theta_{гд}}{dt} + \frac{D_{гп}}{i_{oc}} \theta_{гд}(t) = \frac{D_{гп}}{i_{oc}} \theta_{гк}(t). \qquad (IX.36)$$

Сравнивая это выражение с выражением (IX.26), легко заметить, что постоянная времени гидравлического привода $T_{гп}$ ·



Фиг. IX.27. Амплитудные и фазовые частотные характеристики электрогидравлической следящей системы с дроссельным регулированием. Поворотный клапан и гидравлический двигатель соединены через механическую передачу с передаточным числом $i_{oc} = 25$:

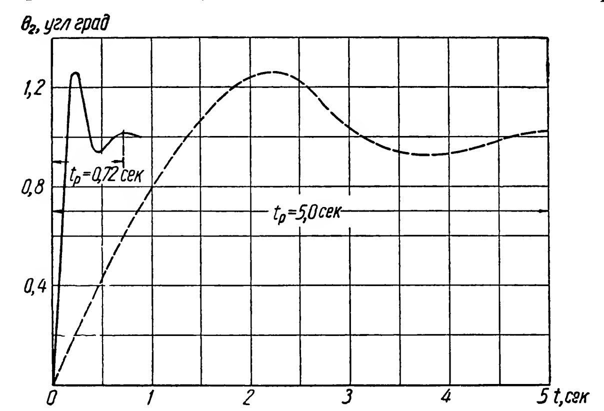
а — логарифмические частотные характеристики внутреннего контура: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_a(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\frac{1}{1+W_a j(\omega)}$; *б* — логарифмические частотные характеристики разомкнутой системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_в(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для разомкнутой системы.

и степень демпфирования $\zeta_{гп}$ увеличивается в $\sqrt{i_{oc}}$ раз. При этом происходит ухудшение как быстродействия, так и точности работы электрогидравлического привода.

На фиг. IX.27, *а* показаны логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики для электрогидравлической следящей системы, имеющей редуктор в обратной связи с $i_{oc} = 25$.

Как видно из фиг. IX.27, коэффициент добротности системы по скорости D_ω стал равным 64 1/*сек*, что в 12,5 раз меньше, нежели D_ω первоначальной системы (см. фиг. IX.15).

Уменьшилась в 6,7 раза и частота среза системы. На фиг. IX.16 штриховыми линиями показаны характеристики кинематической и динамической точности следящей системы с $i_{oc} = 25$, а на фиг. IX.28 штриховой линией показан переходный



Фиг. IX.28. Процессы отработки наперед заданного угла рассогласования в электрогидравлических следящих системах с дроссельным регулированием.

процесс отработки наперед заданного угла рассогласования $\delta_0 = 1°$. Как видно из фиг. IX.28, время отработки наперед заданного угла рассогласования электрогидравлической следящей системы с $i_{oc} = 25$ увеличивается в 6,9 раза.

Для получения того же значения добротности системы по скорости D_ω необходимо увеличить коэффициент усиления системы $k_t i_u$ в 12,5 раз. При этом происходит значительное уменьшение запаса устойчивости системы по фазе. Практически можно считать такую систему неустойчивой. Некоторое повышение точности работы системы при сохранении установленного запаса устойчивости системы по фазе можно получить путем увеличения коэффициента усиления k_s, электронного усилителя при надлежащем выборе постоянной времени корректирующего устройства T_c и степени обратной связи β. Получить же первоначальную точность работы системы (при $i_{oc}' = 1$) таким способом не представляется возможным, так как при значительных коэффициентах усиления k_s возникают автоколебания в системе из-за наличия петли гистерезиса электромашинного усилителя.

Гидравлические следящие приводы с дроссельным регулированием при больших значениях коэффициента добротности по скорости

$$D'_\omega = \frac{D_{гп}}{k_w} > 100 \ 1/сек$$

обладают значительной склонностью к автоколебаниям из-за люфтов в соединении вала гидравлического двигателя с втулкой обратной связи. Люфт в механическом соединении делает гидравлическую следящую систему существенно нелинейной и поэтому для анализа ее устойчивости и качества регулирования следует применять метод гармонического баланса (см. стр. 535). Для приближенного выбора допустимого значения люфта можно рекомендовать следующую формулу:

$$2C \leqslant \frac{2\delta_m}{q\left(\frac{C}{A}\right)},$$

где $2C$ — допустимое значение люфта в механической передаче;

δ_m — заданная в техническом задании величина статической ошибки следящего привода;

$q\left(\frac{C}{A}\right)$ — значение амплитуды нелинейного звена, полученное при пересечении логарифмической амплитудной характеристикой линейной части характеристики системы $|W(j\omega)|$.

В качестве примера рассмотрим гидравлический привод, имеющий $\delta_m = 0{,}5$ угл. мин. При $q\left(\frac{C}{A}\right) = 2$, получим

$$2C = \frac{2 \cdot 0{,}5}{2} = 0{,}5 \text{ угл. мин.}$$

При больших значениях люфта в системе возможно возникновение автоколебаний с частотой

$$\omega = \frac{C}{A}\sqrt{\frac{D_{гn}}{J_n}\left[\frac{1}{\left(\frac{C}{A}\right)^2} - 2\right]}. \qquad \text{(IX.37)}$$

Для принятых нами параметров системы получим

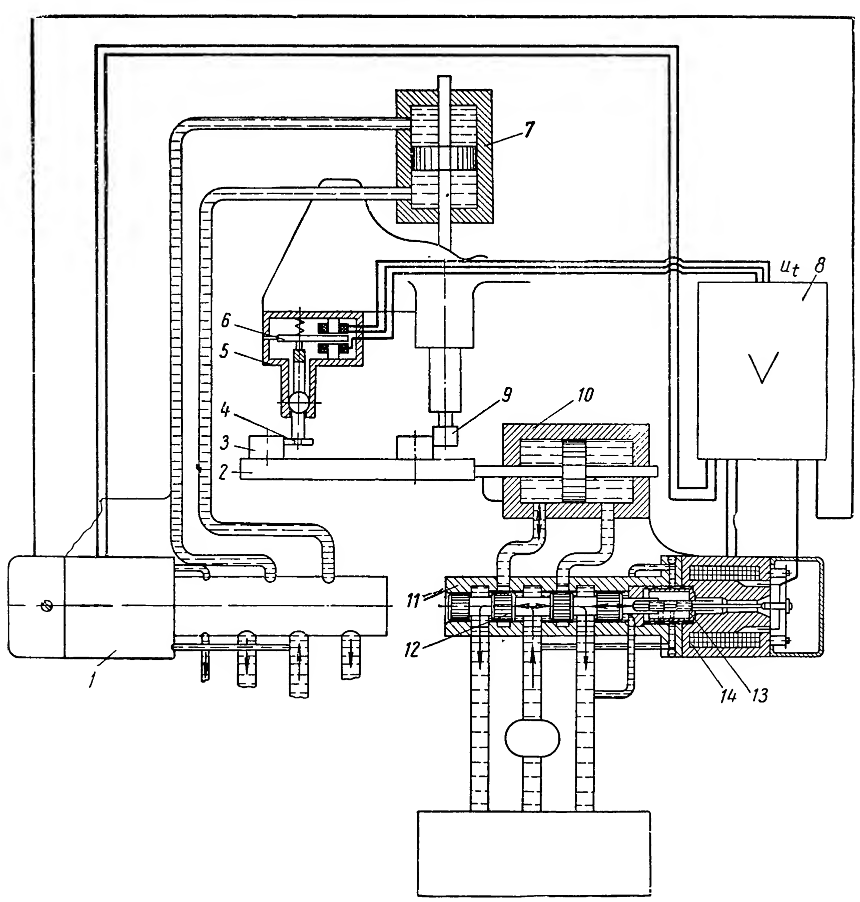
$$\omega = 0{,}5\sqrt{\frac{0.038}{0{,}38 \cdot 10^{-5}}\left[\frac{1}{0{,}5^2} - 2\right]} = 70{,}5 \ 1/сек.$$

При экспериментальной отработке гидравлического привода была получена частота автоколебаний $\omega = 66{,}4$ 1/*сек*. Вычисленное по формуле (IX.37) значение частоты автоколебаний достаточно близко совпадает с экспериментальными данными.

В заключение настоящего параграфа рассмотрим в виде примера систему управления горизонтальной и вертикальной подачами копировально-фрезерного станка.

Перемещение стола станка в горизонтальном направлении осуществляется непрерывно с помощью задающего гидравлического привода, а перемещение фрезы в вертикальном направлении производится с помощью электрогидравлической следя-

щей системы. Блок-схема системы управления копировально-фрезерным станком показана на фиг. IX.29. Управление горизонтальной подачей осуществляется таким образом, что при увеличении рассогласования в следящем приводе вертикальной подачи скорость горизонтального привода уменьшается и наоборот.



Фиг. IX.29. Блок-схема системы управления копировально-фрезерного станка.

рот. В качестве измерительного устройства в системе использовано копировальное устройство с индукционным датчиком. Наконечник *4* копировального устройства *5*, перемещаясь по профилю шаблона *3*, вызывает отклонение якоря *6*, и на клеммах электроиндукционного датчика появится напряжение u_t, величина которого пропорциональна отклонению, а фаза — направлению отклонения.

Напряжение u_t усиливается фазочувствительным электронным усилителем *8*. На выходе электронного усилителя включены

обмотки управления *14* электромагнита по дифференциальной схеме. Якорь электромагнита *13* под действием результирующего тока управления перемещает плунжер *12* гидравлического усилителя, и рабочая жидкость из бака под давлением поступает через гидравлический усилитель в правую или левую полости силового цилиндра *10*. Поршень силового цилиндра от действия рабочей жидкости будет перемещаться и подаст стол горизонтальной подачи *2*.

В качестве корректирующего устройства в системе используются два дифференцирующих четырехполюсника типа *RC*, включенных между первым и вторым каскадами усиления электронного усилителя. В привод вертикальной подачи входит гидравлический усилитель *1* с электромагнитом, силовой цилиндр *7*, поршень которого перемещает режущий инструмент *9*.

Пользуясь представленной на фиг. IX.29 схемой, составим дифференциальные уравнения и передаточные функции агрегатов. В копировальном устройстве сравнивается перемещение наконечника $y(t)$ с перемещением вертикальной фрезы $x(t)$. Величина рассогласования $\varepsilon(t)$ определяется следующей разностью:

$$\varepsilon(t) = y(t) - x(t). \qquad \text{(IX.38)}$$

Напряжение на выходе индукционного датчика u_t пропорционально углу рассогласования, т. е.

$$u_t = k_t \varepsilon(t), \qquad \text{(IX.39)}$$

где k_t — крутизна характеристики датчика перемещения.

Напряжение на выходе первого каскада электронного усилителя

$$u_s = k_{s_1} u_t, \qquad \text{(IX.40)}$$

где k_{s_1} — коэффициент усиления первого каскада электронного усилителя.

Корректирующее устройство состоит из двух дифференцирующих четырехполюсников типа *RC*, разделенных усилительным устройством.

Запишем дифференциальные уравнения четырехполюсников в обычном виде.

Для первого четырехполюсника

$$\lambda_1 \left[T'_{c_1} \frac{du_c}{dt} + u_c(t) \right] = T'_{c_2} \frac{du'_s}{dt} + u'_s, \qquad \text{(IX.41)}$$

где T'_{c_1} и T'_{c_2} — постоянные времени первого четырехполюсника;

λ_1 — степень ослабления сигнала в первом четырехполюснике.

Для электронного усилителя

$$u''_c(t) = k_y u'_s(t), \qquad (IX.42)$$

где k_y — коэффициент усиления электронного усилителя корректирующего устройства.

Для второго четырехполюсника

$$\lambda_2 \left[T''_{c_1} \frac{du''_c}{dt} + u''_c\ (t) \right] = T'_{c_2} \frac{du_s}{dt} + u'_s(t), \qquad (IX.43)$$

где T''_{c_1} и T''_{c_2} — постоянные времени второго четырехполюсника;

λ_2 — степень ослабления сигнала во втором четырехполюснике.

Постоянные времени четырехполюсников и усилительного устройства выбираются таким образом, чтобы были выполнены следующие условия:

$$T'_{c_1} = T''_{c_1} = T_{c_1};$$

$$T'_{c_2} = T''_{c_2} = T_{c_2};$$

$$\lambda_1 \cdot \lambda_2 \cdot k_y = 1.$$

При этих условиях передаточная функция корректирующего устройства принимает наиболее простой вид, т. е.

$$W_к(s) = \frac{U_c(s)}{U_s(s)} = \frac{(T_{c_1}s + 1)^2}{(T_{c_2}s + 1)^2}.$$

Напряжение u_c усиливается вторым и третьим каскадами усиления электронного усилителя и после усиления поступает

$$u_f = k_{s_2} u_c, \qquad (IX.44)$$

где k_{s_2} — коэффициент усиления второго и третьего каскадов усиления электронного усилителя.

Пренебрегая электромагнитной постоянной времени, запишем дифференциальное уравнение соленоида в следующем виде:[1]

$$T_м^2 \frac{d^2 x_к}{dt^2} + T_1 \frac{dx_к}{dt} + x_к(t) = k_к u_f(t), \qquad (IX.45)$$

где $x_к$ — перемещение плунжера гидравлического усилителя;

$$T_м = \frac{m_{як}}{c},$$

$m_{як}$ — масса якоря соленоида;

---

[1] См. Мееров М. В. Основы автоматического регулирования электрических машин. Госэнергоиздат, 1952.

c — жесткость пружины соленоида;

$$T_1 = \frac{b^2 \cdot i_0^2}{cR},$$

b — постоянная потокосцепления соленоида;
i_0 — установившееся значение тока в катушке соленоида;
R — омическое сопротивление катушки;

$$k_к = \frac{b \cdot i_0}{cR}.$$

Теперь перейдем к составлению дифференциальных уравнений гидравлического привода. Для этого рассмотрим уравнения расходов рабочей жидкости в левой и правой полостях силового цилиндра. Количество рабочей жидкости, протекающей через левое и правое дросселирующие отверстия, можно записать в следующем виде:

$$q_1 = \mu b x_к \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_1)}; \qquad (IX.46)$$

$$q_2 = \mu b x_к \sqrt{\frac{2}{\rho} p_2}, \qquad (IX.47)$$

где q_1 и q_2 — расходы рабочей жидкости, протекающей через левое и правое отверстие гидравлического усилителя;
μ — коэффициент расхода рабочей жидкости (при полностью открытых отверстиях $\mu = 0{,}6 \div 0{,}65$);
b — ширина щели гидравлического усилителя;
$x_к$ — линейное значение перемещения золотника гидравлического усилителя;
p_0 — давление рабочей жидкости на выходе шестеренчатого насоса;
p_1 и p_2 — давления рабочей жидкости в левой и правой полостях силового цилиндра.

Уравнения расхода рабочей жидкости в силовом цилиндре запишем в виде:

для левой полости

$$q_1 = q_{гц} + q_{c_1}; \qquad (IX.48)$$

для правой полости

$$q_2 = q_{гц} - q_{c_2}, \qquad (IX.49)$$

где $q_{гц}$ — количество рабочей жидкости, затрачиваемое на перемещение поршня;
q_{c_1} и q_{c_2} — количества жидкости, расходуемые на ее сжатие (расширение).

Расход рабочей жидкости $q_{гц}$ можно определить по следующей формуле:

$$q_{гц} = F \frac{dx}{dt}, \qquad (IX.50)$$

где F — площадь силового цилиндра;

$\frac{dx}{dt}$ — скорость перемещения штока силового цилиндра.

Пользуясь коэффициентом объемного сжатия рабочей жидкости, напишем

$$\beta = \frac{\Delta V/v}{\Delta p}, \qquad \text{(IX.51)}$$

где V — начальный объем рабочей жидкости в цилиндре;

ΔV — уменьшение объема при увеличении давления на Δp.

Количество сжатой рабочей жидкости можно вычислить по формуле

$$q_c = \frac{\Delta V}{\Delta t}. \qquad \text{(IX.52)}$$

Подставив выражение (IX.51) в формулу (IX.52), получим

$$q_c = V\beta \frac{dp}{dt}. \qquad \text{(IX.53)}$$

Выражение (IX.53) перепишем для левой и правой полостей силового цилиндра в виде

$$q_{c_1} = V_1\beta \frac{dp_1}{dt}; \qquad \text{(IX.54)}$$

$$q_{c_2} = V_2\beta \frac{dp_2}{dt}. \qquad \text{(IX.55)}$$

Подставив выражения (IX.54) и (IX.50) в уравнение (IX.48), получим

$$q_1 = F \frac{dx}{dt} + V_1\beta \frac{dp_2}{dt}. \qquad \text{(IX.56)}$$

Подставив выражения (IX.55) и (IX.50) в уравнение (IX.49), получим

$$q_2 = F \frac{dx}{dt} - V_2\beta \frac{dp_2}{dt}. \qquad \text{(IX.57)}$$

Уравнение движения штока силового цилиндра запишем в виде

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F(p_1 - p_2), \qquad \text{(IX.58)}$$

где m — масса поршня и двигающихся частей механизма вертикальной подачи.

Линеаризуем уравнения (IX.46), (IX.47), (IX.56) — (IX.58), положив

$$p_1 = p_{10} + \Delta p_1; \quad x_к = x_{к0} + \Delta x_к;$$

$$p_2 = p_{20} + \Delta p_2; \quad y = y_0 + \Delta y.$$

Тогда получим уравнения в отклонениях в виде

$$\Delta q_1 = \mu b \Delta x_к \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_{10})} - \mu b x_{к0} \sqrt{\frac{2}{\rho}} \frac{\Delta p_1}{2\sqrt{p_0 - p_{10}}} \quad \text{(IX.59)}$$

$$\Delta q_2 = \mu b \Delta x_к \sqrt{\frac{2}{\rho} p_{20}} + \mu b x_{к0} \sqrt{\frac{2}{\rho}} \frac{\Delta p_2}{2\sqrt{p_{20}}}; \quad \text{(IX.60)}$$

$$\Delta q_1 = F \frac{d\Delta x}{dt} + V_1 \beta \frac{d\Delta p_1}{dt}; \quad \text{(IX.61)}$$

$$\Delta q_2 = F \frac{d\Delta x}{dt} + V_2 \beta \frac{d\Delta p_2}{dt}; \quad \text{(IX.62)}$$

$$m \frac{d^2 \Delta x}{dt^2} = F(\Delta p_1 - \Delta p_2). \quad \text{(IX.63)}$$

Приравнивая правые части уравнения (IX.59) и (IX.61), получим

$$\mu b \Delta x_к \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_{10})} - \mu b x_{к0} \sqrt{\frac{2q}{\rho}} \times$$
$$\times \frac{\Delta p_1}{2\sqrt{p_0 - p_{10}}} = F \frac{d\Delta x}{dt} + V_1 \beta \frac{d\Delta p_1}{dt}. \quad \text{(IX.64)}$$

Приравнивая уравнения (IX.60) и (IX.62), получим

$$\mu b \Delta x_к \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot p_{20}} + \mu b x_{к0} \sqrt{\frac{2}{\rho}} \cdot \frac{\Delta p_2}{2\sqrt{p_{20}}} =$$
$$= F \frac{d\Delta x}{dt} - V_2 \beta \frac{d\Delta p_2}{dt}. \quad \text{(IX.65)}$$

Для простоты будем считать, что поршень силового цилиндра находится в среднем положении, тогда

$$V_1 = V_2 = V, \quad \text{(IX.66)}$$

где V — половина общего объема рабочей жидкости.

В установившемся состоянии $p_{10} = p_{20}$ и $q_1 = q_2$, тогда из уравнений (IX.46) и (IX.47) получим

$$p_0 - p_{10} = p_{20},$$

откуда

$$p_{10} - p_{20} = \frac{p_0}{2}. \quad \text{(IX.67)}$$

Подставив выражения (IX.66) и (IX.67) в выражения (IX.64) и (IX.65) и сложив результаты, получим

$$2\mu b p_0 \Delta x_к \sqrt{\frac{2}{\rho}} - \mu b x_{к0} \frac{m}{F} \frac{d^2 \Delta x}{dt^2} \sqrt{\frac{2}{\rho}} =$$
$$= 2F \frac{d\Delta x}{dt} \sqrt{2p_0} + V\beta \frac{m}{F} \frac{d^3 \Delta x}{dt^3} \sqrt{2p_0}. \quad \text{(IX.68)}$$

Опустив знаки приращений в выражении (IX.68), получим дифференциальное уравнение гидравлического привода в виде

$$\frac{mV\beta\sqrt{2p_0}}{F}\frac{d^3x}{dt^3}+\frac{m\mu bx_{\kappa 0}}{F}\sqrt{\frac{2}{\rho}}\frac{d^2x}{dt^2}+$$

$$+2F\sqrt{2p_0}\frac{dx}{dt}=2\mu bp_0\sqrt{\frac{2}{\rho}}x_\kappa. \qquad \text{(IX.69)}$$

Применив к уравнениям (IX.39)—(IX.45) и (IX.69) преобразование Лапласа, получим передаточные функции агрегатов системы управления в виде

$$\left.\begin{aligned}
W_1(s)&=\frac{U_t(s)}{E(s)}=k_t;\\
W_2(s)&=\frac{U_s(s)}{U_t(s)}=k_{s_1};\\
W_3(s)&=\frac{U_c(s)}{U_s(s)}=\frac{(T_{c_1}s+1)^2}{(T_{c_2}s+1)^2};\\
W_4(s)&=\frac{U_f(s)}{U_c(s)}=k_{s_2};\\
W_5(s)&=\frac{X_\kappa(s)}{U_f(s)}=\frac{k_\kappa}{T_\kappa^2s^2+2\zeta_\kappa T_\kappa s+1};\\
W_6(s)&=\frac{X(s)}{X_\kappa(s)}=\frac{k_{гц}}{s(T^2s^2+2\zeta Ts+1)},
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(IX.70)}$$

где

$$T_\kappa=T_м;\quad \zeta_\kappa=\frac{T}{2T_м};$$

$$T=\frac{1}{F}\sqrt{\frac{mV\beta}{2}};$$

$$\zeta=\frac{\mu bx_{\kappa 0}}{4F}\sqrt{\frac{2}{Vp_0\beta\rho}};$$

$$k_{гц}=\frac{\mu b}{F}\sqrt{\frac{p_0}{\rho}}.$$

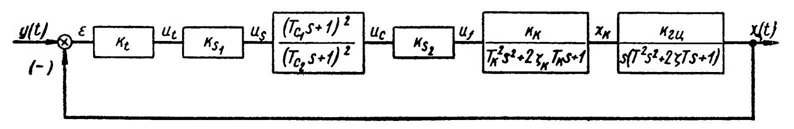
Располагая передаточными функциями агрегатов, нетрудно составить структурную схему следящей системы (фиг. IX.30).

По структурной схеме составим передаточную функцию разомкнутой системы в виде

$$W(s)\ \frac{k_tk_{s_1}k_{s_2}k_\kappa k_{гц}(T_{c_1}s+1)^2}{s(T^2s^2+2\zeta Ts+1)(T_\kappa^2s^2+2\zeta_\kappa T_\kappa s+1)\,T_{c_2}s+1)^2}. \qquad \text{(IX.71)}$$

В виде примера вычислим логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой электрогидравлической следящей системы при следующих ее параметрах:

$$k_t = 1000 \ \textit{в/см}; \qquad T_{c_1} = 0{,}04 \ \textit{сек};$$
$$k_{s_1} = 33{,}3; \qquad T = 0{,}1 \ \textit{сек};$$
$$k_{s_2} = 2{,}0; \qquad T_\kappa = 0{,}0112 \ \textit{сек};$$
$$k_\kappa = 0{,}125 \ \textit{см/в} \qquad T_{c_2} = 0{,}002 \ \textit{сек};$$
$$k_{гц} = 0{,}24; \qquad \zeta_\kappa = 4{,}5;$$
$$\zeta = 2{,}012.$$



Фиг. IX 30. Структурная схема следящего привода копировально-фрезерного станка.

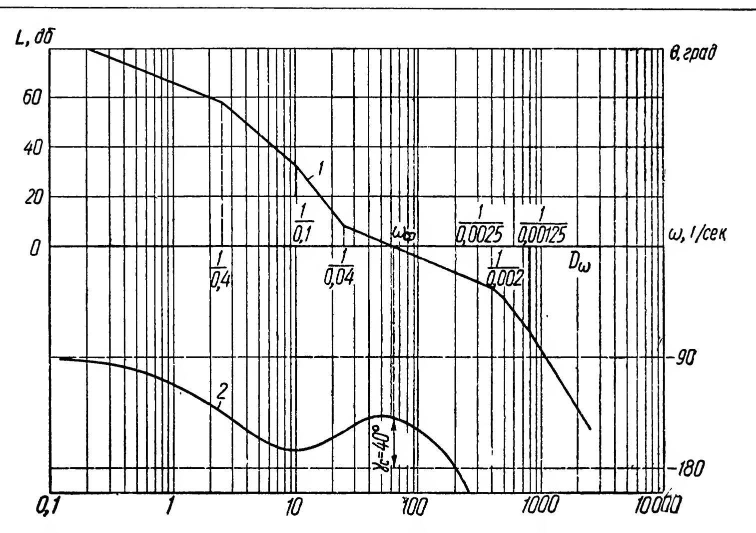
Так как $\zeta = 2{,}012$, то колебательное звено $\dfrac{k_{гц}}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}$ можно представить в виде двух апериодических звеньев с постоянными времени: $T_1 = 0{,}4$ *сек* и $T_2 = 0{,}0025$ *сек*. Второе колебательное звено при $\zeta_\kappa = 4{,}5$ тоже преобразуется к двум апериодическим звеньям с постоянными времени: $T_\kappa = 0{,}1$ *сек* и $T_{\kappa_2} = 0{,}00125$ *сек*. Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы показаны на фиг. IX.31. Из построения видно, что система имеет в частоте среза $\omega_{cp} = 62 \ 1/\textit{сек}$, запас устойчивости по фазе $\gamma_c = 40°$ и запас устойчивости по модулю — 11 *дб*. Полученные запасы в устойчивости системы по фазе и модулю обеспечивают постоянство динамических характеристик замкнутой системы при изменении ее параметров на 15%.

Коэффициенты добротности системы по скорости и ускорению электрогидравлической следящей системы достаточно велики и составляют $D_\omega = 2000 \ 1/\textit{сек}$ и $D_\varepsilon = 2800 \ 1/\textit{сек}^2$. Поэтому динамические ошибки следящей системы даже при относительно больших линейных скоростях и ускорениях подачи, равных $v_ц = 2 \ \textit{см/сек}$ и $\dfrac{dv_y}{dt} = 4 \ \textit{см/сек}^2$, будут весьма малы, т. е.

$$\varepsilon(t) = \frac{2}{2000} + \frac{4}{2800} = 0{,}0024 \ \textit{см}.$$

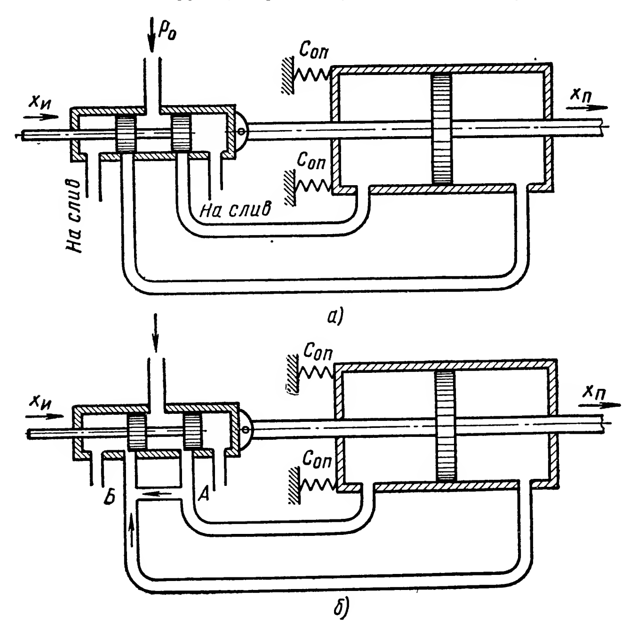
Электрогидравлический силовой привод может применяться и в замкнутом виде, как это показано на фиг. IX.32,*а*. Тогда рассогласование между перемещением золотника x_κ и штока x_n запишется в обычном виде

$$\delta(t) = x_\kappa(t) - x_n(t) \qquad \text{(IX.72)}$$



Фиг. IX.31. Амплитудная и фазовая частотные характеристики следящего привода копировально-фрезерного станка:

1 и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции разомкнутой системы $W(j\omega)$.



Фиг. IX.32. Упрощенные агрегатные схемы гидравлических бустерных приводов с дроссельным регулированием:

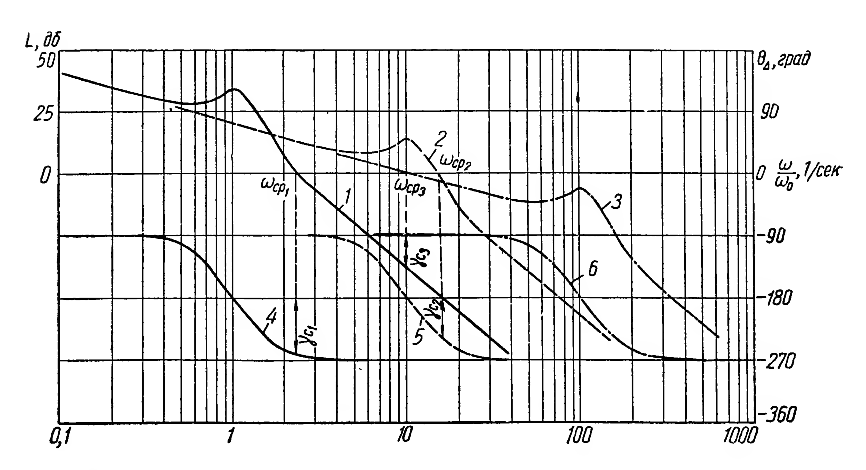
а — замкнутый гидравлический привод; *б* — замкнутый гидравлический привод с дополнительным дросселирующим отверстием.

или в операторной форме, как

$$\Delta(s) = X_к(s) - X_п(s). \qquad (IX.73)$$

Передаточную функцию разомкнутого гидравлического привода запишем в виде

$$W_{гп}(s) = \frac{X_п(s)}{\Delta(s)} = \frac{k_{гц}}{s(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}. \qquad (IX.74)$$



Фиг. IX.33. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутого гидравлического привода с дроссельным регулированием с учетом сжимаемости рабочей жидкости:

1 — 3 — амплитудные частотные характеристики при различных значениях параметров привода; *4 — 6* — фазовые частотные характеристики при различных значениях параметров привода.

Тогда нетрудно показать, что передаточная функция замкнутого гидравлического привода будет

$$\frac{X_п(s)}{X_к(s)} = \frac{1}{\frac{T^2}{k_{гц}} s^3 + 2\zeta \frac{T}{k_{гц}} s^2 + \frac{1}{k_{гц}} s + 1}.$$

Анализ устойчивости гидравлического привода и выбор его параметров следует производить по передаточной функции $W_{гп}(s)$. Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого гидравлического привода для трех различных соотношений частот $\frac{\omega}{\omega_0}$ при $\zeta = 0{,}15$ и одном значении передаточного коэффициента $k_{гц} = 20$ *дб*, приведены на фиг. IX.33.

При соотношениях частот $\frac{\omega}{\omega_0} = 1{,}0$ и $\frac{\omega}{\omega_0} = 10{,}0$ системы неустойчивы в замкнутом состоянии, так как их запасы устой-

чивости по фазе отрицательны. Силовой шток в этих системах будет совершать незатухающие колебания.

Уменьшая передаточный коэффициент $k_{гц}$, можно получить устойчивую систему в замкнутом состоянии при диапазоне соотношений частот $1 \leqslant \frac{\omega}{\omega_0} \leqslant 10$. Обычно в следящих системах с силовыми цилиндрами принято выбирать диапазон соотношений частот $\frac{\omega}{\omega_0}$ близкий к 100. Тогда в гидравлической системе имеется запас устойчивости по фазе $\gamma_{c_з} = 90°$ (см. фиг. IX.33). Однако при малом коэффициенте демпфирования гидравлического привода ζ логарифмическая амплитудная характеристика может коснуться оси частот ω и в замкнутой системе возникнут высокочастотные колебания малой амплитуды. Эти колебания являются крайне нежелательными в гидравлических приводах из-за усталостных явлений в деталях силового цилиндра. Поэтому выбирать коэффициент демпфирования ζ меньше 0,15 в электрогидравлических следящих системах не рекомендуется. Для устранения колебаний в гидравлическом приводе при $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 10$ можно рекомендовать вводить дополнительное устройство, обеспечивающее перетекание рабочей жидкости через отверстия *А* и *Б* (см. фиг. IX.32,*б*).

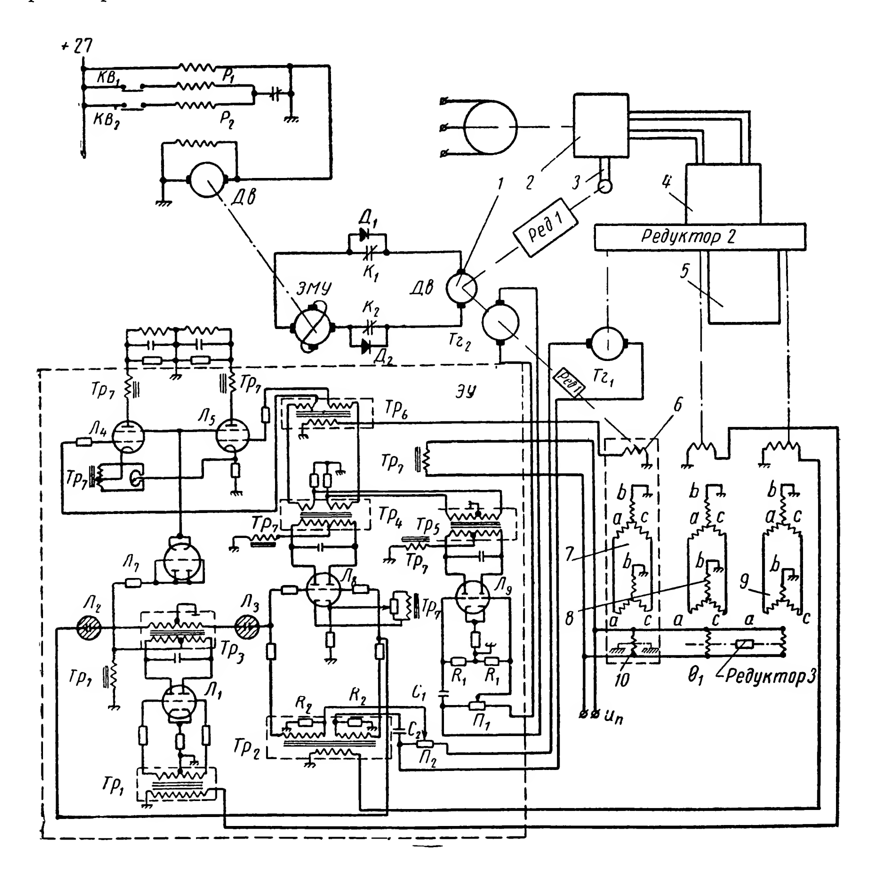
Существенное влияние на устойчивость гидравлического привода оказывает упругость опоры, к которой прикреплен силовой цилиндр. Анализ устойчивости силового гидравлического привода с упругой опорой можно выполнить по той же методике, как это сделано для электрического привода в гл. VIII.

3. ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С ГИДРАВЛИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ ОБЪЕМНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Повышение давления рабочей жидкости в гидравлических системах более чем 200 *кГ/см*² привело к тому, что в настоящее время вместо шестеренчатых насосов стали применять аксиальные или радиальные поршневые насосы. Производительность в аксиальных насосах регулируется путем изменения наклона шайбы, а в радиальных — изменением эксцентрицитета. Гидравлические двигатели, скорость вращения которых регулируется с помощью помп подобного типа, образуют отдельный вид силовых гидравлических приводов объемного регулирования.

В последние годы, особенно в авиации, стали применяться аксиальные насосы с неподвижными цилиндрами и клапанным распределением. Насосы с клапанным распределением могут работать при очень высоких давлениях, достигающих 370—380 *кГ/см*². Масса агрегатов электрогидравлических следящих систем, работающих на этих давлениях, получается примерно в 2 раза меньше, чем у агрегатов, работающих на давлении

140—160 $кГ/см^2$. Можно так же отметить, что насосы объемного регулирования имеют относительно невысокие утечки и позволяют получить высокий диапазон регулирования скоростей в электрогидравлических следящих системах.



Фиг. IX.34. Принципиальная схема электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования и внутренней сельсинной связью.

Перейдем к рассмотрению конкретных схем силовых электрогидравлических следящих систем с помпами объемного регулирования.

Принципиальная схема электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования, получившая некоторое распространение в промышленности, показана на фиг. IX.34. Как и в ранее рассмотренных схемах, силовой привод системы состоит из аксиального гидравлического двигателя *4*, приводящего во вращение исполнительный механизм *5*. Гидравлический двигатель питается от помпы объемного регулирования *2*. Рычаг

3 помпы, изменяющий расход рабочей жидкости, через редуктор управляется от электрического двигателя *1* малой мощности. Якорь электродвигателя соединен с выходной цепью маломощного электромашинного усилителя. В качестве электронного усилителя применен шестиламповый двухканальный усилитель переменного тока *ЭУ*.

На входные цепи электронного усилителя поступают сигналы от внешних сельсинов (точного *9* и грубого *8* каналов слежения) и внутренних сельсинов *7*. Ротор внутреннего сельсина-датчика *10* заторможен специальным стопорным устройством, обеспечивающим установку в нейтральное положение управляющего рычага гидравлической помпы. При установке рычага помпы в нейтральное положение рабочая жидкость не поступает в гидравлический двигатель и выходной вал системы остается неподвижным.

В корректирующие устройства системы входят два тахогенератора: внешний $Тг_1$ и внутренний $Тг_2$, потенциометры $П_1$ и $П_2$ и фазоопережающие цепочки типа *RC* (C_1, C_2 и R_1, R_2).

Принцип действия электрогидравлической следящей системы заключается в следующем: будем считать, что оператор вращает задающий вал системы с постоянной скоростью. Одновременно с вращением задающего вала приводятся во вращение роторы сельсинов-датчиков грубого и точного каналов слежения. Электронный усилитель с помощью неоновых ламп $Л_2$ и $Л_3$ и усилителя грубого канала $Л_1$ разделяет сигналы управления: грубый от точного. При малых углах рассогласования следящей системы напряжение с ротора точного сельсина, усиленное в несколько раз лампами $Л_8$, $Л_4$, $Л_5$ и трансформаторами $Тр_2$, $Тр_4$ и $Тр_6$, подается на управляющие обмотки электромашинного усилителя.

В результате чего на выходе *ЭМУ* появляется напряжение и электродвигатель поворачивает управляющий рычаг помпы, изменяя наклон шайбы. Рабочая жидкость от помпы по трубопроводам поступит в гидравлический двигатель системы.

Ротор гидравлического двигателя начнет вращаться и будет приводить во вращение выходной вал и исполнительный механизм системы. Электродвигатель одновременно с поворотом рычага помпы поворачивает ротор внутреннего сельсина-приемника *6*. На клеммах ротора этого сельсина возникает сигнальное напряжение, противоположное по фазе сигнальному напряжению внешних сельсинов *8* и *9*. При вращении выходного вала системы ротор внешнего сельсина-приемника, поворачиваясь к синхронному положению, уменьшает первоначальный сигнал до значения, равного сигналу от внутреннего сельсина. При этом напряжение на выходе электронного усилителя становится равным нулю и электродвигатель останавливается, а исполнительный механизм продолжает движение с постоянной скоростью, определяемой величиной угла наклона шайбы помпы (от нейтрального положения).

Такое положение динамического равновесия рычага помпы может быть получено лишь в случае движения задающего вала с постоянной скоростью. При замедлении движения задающего вала или прекращении его вращения сигнал внешних сельсинов-приемников будет уменьшаться и на выходе управляющих обмоток *ЭМУ* появится ток другой полярности. В этом случае электродвигатель будет поворачивать рычаг помпы в обратном направлении, приводя его, а вместе с ним и ротор внутреннего сельсина-приемника, к нейтральному положению. При этом скорость вращения ротора гидромотора будет уменьшаться вплоть до полной остановки.

Из этого рассмотрения видно, что сельсины 7 внутренней связи практически выполняют роль «жесткой механической» обратной связи от электродвигателя к сельсину-приемнику.

Корректирующие устройства, примененные в этой системе, улучшают динамические качества следящего привода, обеспечивая компенсацию сигналов от внутренних и внешних сельсинов при переменных режимах вращения задающего вала. Ограничение в угле поворота рычага помпы приводит к необходимости установки концевых выключателей KB_1 и KB_2 в обоих крайних положениях рычага (см. фиг. IX.34).

При достижении рычагом помпы крайнего положения концевые выключатели KB_1 или KB_2 разрывают цепи питания обмоток реле P_1 или P_2, нормально замкнутые контакты реле K_1 и K_2 отключают цепь якоря двигателя от *ЭМУ* и электродвигатель системы останавливается. Для снятия рычага помпы с концевых выключателей необходимо повернуть задающий вал в обратном направлении. Тогда в цепи якоря *ЭМУ* изменится полярность напряжения и через диоды $Д_1$ и $Д_2$ потечет ток. Якорь электродвигателя начнет вращаться, и рычаг помпы отойдет от концевого выключателя. Концевой выключатель снова включит цепь реле, контакты реле K_1 и K_2 замкнутся, и напряжение с *ЭМУ* будет поступать на якорь электродвигателя.

Электронный усилитель питается переменным током через силовой трансформатор $Тр_7$. Для питания экранных сеток ламп $Л_4$ и $Л_5$ постоянным током предусмотрен однополупериодный выпрямитель на лампе $Л_7$. В схеме имеется каскад усиления сигнала от внутреннего тахогенератора $Тг_2$, выполненный на лампе $Л_9$. Согласование этого каскада с последующими производится с помощью трансформатора $Тр_5$.

Пользуясь принципиальной схемой электрогидравлической следящей системы, напишем дифференциальные уравнения элементов и алгебраические уравнения сравнивающих устройств. Для внешних сельсинов уравнение сравнения углов поворотов задающего $\theta_1(t)$ и исполнительного $\theta_2(t)$ валов запишем в обычном виде, т. е.

$$\delta(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t), \qquad (IX.75)$$

где $\delta(t)$ — угол рассогласования.

Напряжение, снимаемое с ротора внешнего сельсина- приемника, будет определяться следующей зависимостью:

$$u_{t_1}(t) = k_{t_1}\delta(t), \qquad (IX.76)$$

где $k_{t_1} = k_t i_u$ (k_t — крутизна характеристики внешних сельсинов; i_u — передаточное отношение редуктора сельсинов точного канала).

Напряжение на выходе электронного усилителя зависит от значений сигнальных напряжений внешних и внутренних сельсинов, а также от напряжений двух корректирующих цепей.

Итак,

$$u_f(t) = k_{s_1}u_{t_1}(t) - k_{sc_1}u_{c_1}(t) - k_{s_2}u_{t_2}(t) - k_{sc_2}u_{c_2}(t), \qquad (IX.77)$$

где k_{s_1} — коэффициент усиления электронного усилителя по сигналу от внешних сельсинов;

k_{s_2} — коэффициент усиления электронного усилителя по сигналу от внутренних сельсинов;

u_{t_1} — напряжение, снимаемое с ротора внешнего сельсина-приемника;

u_{t_2} — напряжение, снимаемое с ротора внутреннего сельсина-приемника;

k_{sc_1} — коэффициент усиления электронного усилителя по сигналу корректирующего устройства с первым тахогенератором $Тг_1$;

k_{sc_2} — коэффициент усиления электронного усилителя по сигналу корректирующего устройства со вторым тахогенератором $Тг_2$;

u_{c_1} — напряжение, снимаемое с корректирующего устройства и $Тг_1$;

u_{c_2} — напряжение, снимаемое с корректирующего устройства и $Тг_2$.

Дифференциальное уравнение маломощного электромашинного усилителя можно записать в упрощенном виде. Пренебрегая недокомпенсацией в *ЭМУ* и постоянной времени обмотки управления, получим

$$T_к \frac{du_a}{dt} + u_a(t) = \frac{k_a k_к}{R_f R_к} u_f(t). \qquad (IX.78)$$

Дифференциальное уравнение электродвигателя и тахогенераторов $Тг_1$ и $Тг_2$ запишем в обычном виде, т. е.

$$T_{Дв}\frac{d^2\theta_{Дв}}{dt^2} + \theta_{Дв}(t) = k'_{Дв}u_a(t); \qquad (IX.79)$$

$$u_{Тг_1}(t) = k_{c_1}\frac{d\theta_{Тг_1}}{dt}; \qquad (IX.80)$$

$$u_{Тг_2}(t) = k_{c_2}\frac{d\theta_{Тг_2}}{dt}, \qquad (IX.81)$$

где $T_{Дв}$ — электромеханическая постоянная электродвигателя;
$k_{Дв}$ — передаточный коэффициент электродвигателя;
k_{c_1} — крутизна характеристики внешнего тахогенератора;
k_{c_2} — крутизна характеристики внутреннего тахогенератора.

Уравнение редуктора гидравлической помпы запишем в виде

$$\theta_p(t) = \frac{1}{i_{pn}} \theta_{Дв}(t), \tag{IX.82}$$

где i_{pn} — передаточное число редуктора.

Уравнение силового редуктора следящей системы будет

$$\theta_2(t) = \frac{1}{i_p} \theta_{гд}(t), \tag{IX.83}$$

где i_p — передаточное число силового редуктора.

Уравнения редукторов внешнего и внутреннего тахогенераторов запишем в виде

$$\left.\begin{aligned} &\theta_{Тг_1}(t) = \frac{1}{i_{Тг_1}} \theta_{Дв}(t) \\ \text{и} \\ &\theta_{Тг_2}(t) = \frac{1}{i_{Тг_2}} \theta_2(t), \end{aligned}\right\} \tag{IX.84}$$

где $i_{Тг_1}$ — передаточное число редуктора внешнего тахогенератора;
$i_{Тг_2}$ — передаточное число редуктора внутреннего тахогенератора.

Запишем диференциальные уравнения четырехполюсников типа RC для внешнего и внутреннего корректирующих устройств в виде

$$\left.\begin{aligned} &T_{c_2} \frac{du_{c_2}}{dt} + u_{c_2}(t) = \beta_2 T_{c_2} \frac{du_{Тг_2}}{dt} \\ \text{и} \\ &T_{c_1} \frac{du_{c_1}}{dt} + u_{c_1}(t) = \beta_1 T_{c_1} \frac{du_{Тг_1}}{dt}, \end{aligned}\right. \tag{IX.85}$$

где T_{c_2} и T_{c_1} — постоянные времени четырехполюсников внешнего и внутреннего корректирующих устройств;
β_2 и β_1 — коэффициенты степени обратных связей корректирующих устройств.

Уравнение ошибки внутреннего сельсинного устройства представим в виде

$$\delta'(t) = \theta_0(t) - \theta_p(t), \tag{IX.86}$$

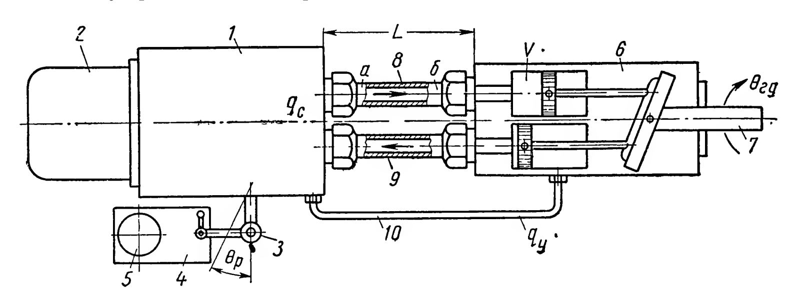
где δ' — угол рассогласования внутренней сельсинной схемы;

θ_0 — угол поворота ротора сельсина-датчика.

При неподвижно закрепленном роторе внутреннего сельсина-датчика $\theta_0 = 0$ уравнение (IX.86) примет вид

$$\delta'(t) = -\theta_p(t).$$

Следует заметить, что при юстировке следящей системы, иногда устанавливают некоторый угол $\theta_0 \neq 0$. К подобного рода установке угла $\theta_0 \neq 0$ приходится прибегать в тех случаях, когда статическая характеристика гидравлической помпы по углу отклонения управляющих рычага является несимметричной.



Фиг. IX.35. Схема соединения гидравлических агрегатов следящей системы:
1 — помпа объемного регулирования; *2* — электродвигатель помпы; *3* — рычаг помпы; *4* — редуктор; *5* — электродвигатель *Дв*, *6* — гидродвигатель; *7* — вал гидродвигателя; *8* — трубопровод высокого давления; *9* — трубопровод низкого давления; *10* — трубопровод для отвода утечек.

Уравнение для внутренних сельсинов запишем в виде

$$u_{t_2}(t) = k_{t_2}\delta'(t), \tag{IX.87}$$

где k_{t2} — крутизна характеристики внутренних сельсинов. Уравнение редуктора внутреннего сельсина запишем в виде

$$\delta'(t) = \frac{1}{i_0}\theta_{Дв}(t), \tag{IX.88}$$

где i_0 — передаточное число редуктора внутреннего сельсина.

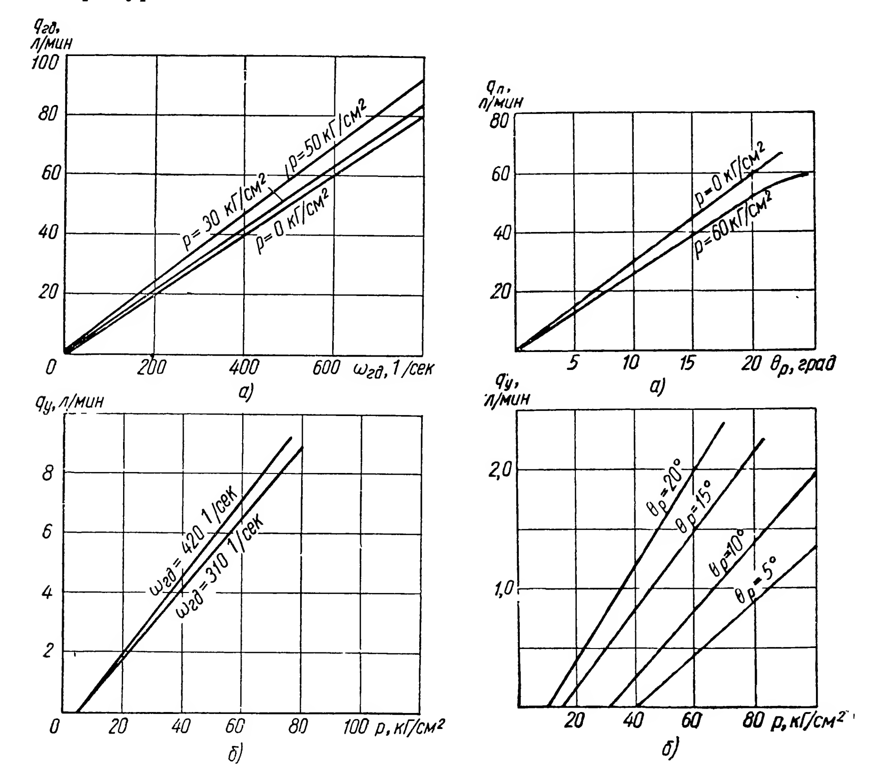
Для ряда гидравлических помп величина передаточного числа i_0 зависит не только от диаметра шестерен, но и от соотношения длин рычагов на помпе и редукторе.

Рассмотрим дифференциальное уравнение и передаточную функцию гидравлической системы (гидродвигатель — помпа объемного регулирования). Дифференциальные уравнения в системе: гидравлический двигатель — помпа переменной производительности составлены при относительно небольшой длине трубопроводов L (фиг. IX.35) и следующих допущениях:

а) пренебрегаем массой рабочей жидкости, находящейся в замкнутом рабочем цилиндре (при малой длине трубопроводов это допущение достаточно справедливо);

б) обороты двигателя привода помпы не зависят от момента нагрузки на валу гидравлического двигателя;

в) пренебрегаем изменением вязкости рабочей жидкости от температуры.



Фиг. IX.36. Статические характеристики аксиального гидравлического двигателя с наклонной шайбой:

а — скоростная характеристика при трех значениях нагрузки; *б* — характеристика утечек.

Фиг. IX.37. Статические характеристики помпы объемного регулирования:

а — характеристика расходов; *б* — характеристика утечек.

Рабочая жидкость, посылаемая помпой, расходуется на вращение гидравлического двигателя $q_{гд}$, на утечки q_y и сжатие жидкости q_c. Таким образом можно найти, что

$$Q = q_{гд} + q_y + q_c. \tag{IX.89}$$

На фиг. IX.36 приведены статические характеристики гидравлического двигателя. Как видно из этих характеристик, зависимость расхода $q_{гд}$ от скорости $\omega_{гд}$ линейна, т. е.

$$q_{гд} = k_{гд} \frac{d\theta_{гд}}{dt}, \tag{IX.90}$$

где $k_{гд}$ — постоянная, зависящая от конструктивных параметров гидравлического двигателя.

Из характеристики (фиг. IX.36,*б*) видно, что зависимость суммарных потерь зависит от давления

$$q_y = k_y \Delta p, \qquad \text{(IX.91)}$$

где k_y — постоянный коэффициент, зависящий от качества поверхностей цилиндров и поршней помпы и гидродвигателя;

Δp — рабочий перепад давлений.

Если считать, что момент нагрузки на валу гидродвигателя состоит из динамического момента и момента жидкостного трения, то можно получить следующее выражение:

$$M_n(t) = J_n \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2} + k_w \frac{d\theta_{гд}}{dt}, \qquad \text{(IX.92)}$$

где J_n — приведенный к валу гидравлического двигателя момент инерции всех вращающихся частей;

k_w — коэффициент жидкостного трения.

Приравнивая механическую работу, совершаемую гидравлическим двигателем, гидравлической работе, получим

$$q_{гд} \Delta p = M_n \frac{d\theta_{гд}}{dt}. \qquad \text{(IX.93)}$$

Расход жидкости, затрачиваемой на сжатие:

$$q_c = \frac{\Delta V}{\Delta t} \qquad \text{(IX.94)}$$

и

$$\Delta V = \frac{V}{E} \Delta p,$$

где E — модуль объемной упругости;

V — объем рабочей жидкости в цилиндре.

Из экспериментальных данных (см. фиг. IX.37, *а*) имеем

$$Q = k_n \theta_p. \qquad \text{(IX.95)}$$

Подставив выражение в (IX.89) уравнения (IX.90)—(IX.95), получим

$$k_n \theta_p = k_{гд} \frac{d\theta_{гд}}{dt} + \frac{J_n k_y}{k_{гд}} \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2} + \frac{k_w k_y}{k_{гд}} \frac{d\theta_{гд}}{dt} + \frac{V J_n}{E k_{гд}} \frac{d^3\theta_{гд}}{dt^3} + \frac{V k_w}{E k_{гд}} \frac{d^2\theta_{гд}}{dt^2}. \qquad \text{(IX.96)}$$

Применив к этому выражению преобразование Лапласа для нулевых начальных условий, можно получить передаточную

функцию гидравлической системы (помпа объемного регулирования — гидравлический двигатель) в виде

$$W_{гп}(s) = \frac{\Theta_{гд}(s)}{\Theta_p(s)} = \frac{k}{s(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)}. \qquad (IX.97)$$

Формулы для вычисления значений постоянной времени T, степени демпфирования ζ и передаточного коэффициента k данной передаточной функции приведены ранее [см. выражения (IX.6) — (IX.8)].

Пользуясь статическими характеристиками гидродвигателя и помпы (см. графики на фиг. IX.36 и IX.37) и зная числовые значения J_n и k_w, найдем основные параметры гидравлической системы:

$$T = 0{,}0014 \ сек;$$

$$\zeta = 5{,}0;$$

$$k = 580 \ 1/сек.$$

По этим параметрам строятся логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики гидравлического привода (кривая *1* на фиг. IX.38,*а*). В тех случаях, когда не представляется возможным определить момент инерции ротора гидравлического двигателя, или коэффициент скоростного трения, или у проектировщика отсутствуют экспериментально снятые статические характеристики гидравлических агрегатов, приходится прибегать к экспериментальному методу определения логарифмических частотных характеристик. Сущность экспериментального метода определения амплитудной и фазовой частотных характеристик заключается в следующем:

а) К управляющему рычагу помпы присоединяется механический задатчик, обеспечивающий перемещение рычага по гармоническому закону вида

$$\theta_p(t) = A_p \sin \omega t, \qquad (IX.98)$$

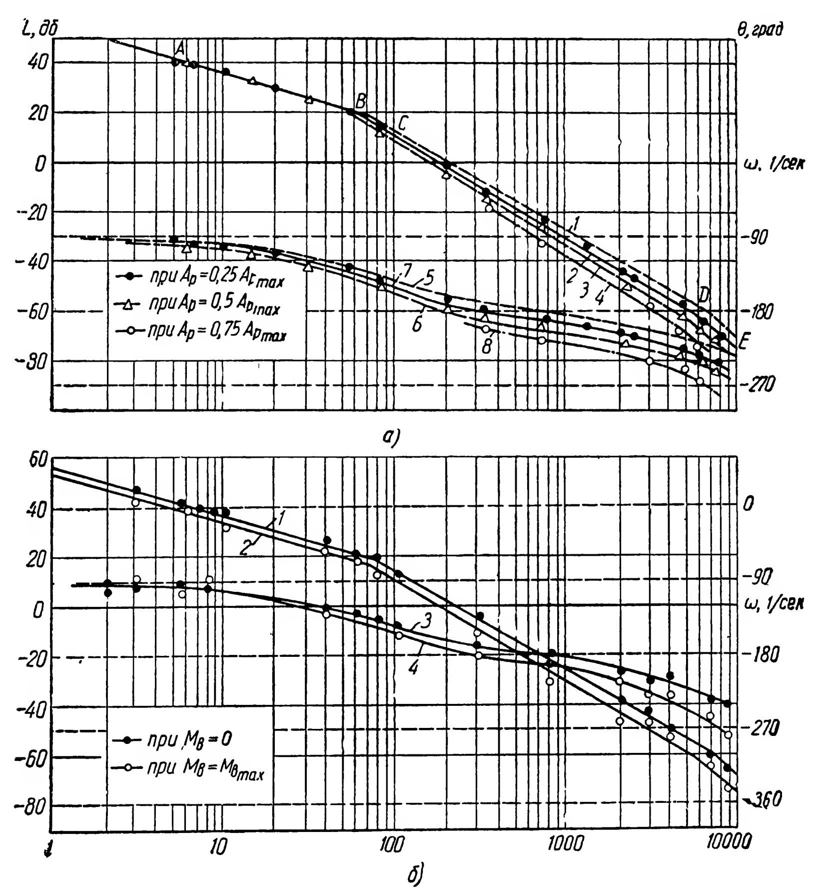
где A_p — максимальная амплитуда отклонения рычага помпы от нейтрального положения;

ω — круговая частота.

Величина максимальной амплитуды задатчика устанавливается с помощью микрометрического винта, а круговая частота изменяется в широких пределах за счет регулирования скорости вращения якоря электродвигателя постоянного тока.

б) На управляющий рычаг помпы устанавливается реохорда или индукционный датчик замера угла отклонения шайбы помпы, а на выходном валу гидравлического двигателя — дистанционный тахометр или круговая реохорда (фиг. IX.39), измеряющие угловую скорость вращения вала или угол его поворота. Установим на задатчике постоянное значение A_p, равное половине полного угла отклонения рычага помпы.

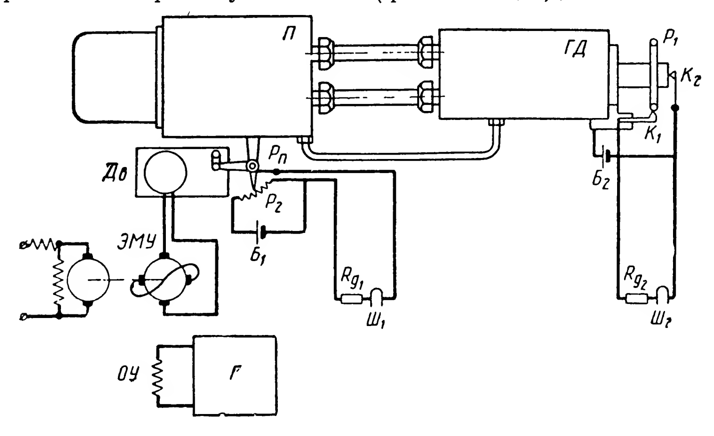
в) Подключим шлейф $Ш_2$ осциллографа для регистрации скорости или угла отклонения выходного вала гидравлического двигателя и шлейф $Ш_1$ для угла наклона рычага помпы. Снимем несколько осциллограмм при различных фиксированных значениях ω и $A_p = 0{,}5 A_{p\,max}$.



Фиг. IX.38. Расчетные и экспериментально снятые логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики гидравлической системы (помпа объемного регулирования — гидравлический двигатель):

а — при трех различных максимальных углах прокачки рычага помпы: *1* — амплитудная характеристика, полученная расчетным путем; *2* — амплитудная характеристика, полученная экспериментальным путем при $A_p = 0{,}5\ A_{p\,max}$; *3* — амплитудная характеристика, полученная экспериментальным путем при $A_p = 0{,}25\ A_{p\,max}$; *4* — амплитудная характеристика, полученная экспериментальным путем при $A_p = 0{,}75\ A_{p\,max}$; *5* — фазовая характеристика, полученная расчетным путем; *6* — фазовая характеристика при $A_p = 0{,}5\ A_{p\,max}$; *7* — фазовая характеристика при $A_p = 0{,}25\ A_{p\,max}$; *8* — фазовая характеристика при $A_p = 0{,}75\ A_{p\,max}$; *б* — при двух значениях момента нагрузки на валу гидравлического двигателя: *1* — амплитудная характеристика, полученная экспериментальным путем при $M_в = 0$; *2* — то же, но при $M_в = M_{в\,max}$; *3* — фазовая характеристика, полученная экспериментальным путем при $M_в = 0$; *4* — то же, но при $M_в = M_{в\,max}$.

г) По осциллограммам найдем значения максимальной амплитуды выходного вала гидравлического двигателя $A_{гд}$. Вычислим соотношения $20\,lg\frac{A_{гд}}{A_p}$, и отложим их значения на полулогарифмической сетке в виде треугольничков и далее через них проведем штриховую линию (фиг. IX.38, *а*);



Фиг. IX.39. Схема установки для экспериментального определения амплитудных и фазовых частотных характеристик гидравлических систем с помпами объемного регулирования:

П — гидравлическая помпа; $P_п$ — рычаг помпы; *ГД* — гидравлический двигатель; P_1 и P_2 — реохорды гидравлического двигателя и помпы; K_1 и K_2 — контакты; $R_{д_1}$ и $R_{д_2}$ — добавочные сопротивления к шлейфам; $Ш_1$ и $Ш_2$ — шлейфы осциллографа; *Дв* — электродвигатель постоянного тока; *ЭМУ* — электромашинный усилитель; *ОУ* — обмотка управления *ЭМУ*; *Г* — генератор инфранизкочастотных колебаний; $Б_1$ и $Б_2$ — аккумуляторы.

д) Аппроксимируем на участках *AB*, *CD* и *DE* эти кривые прямыми сплошными линиями с наклонами —20 *дб/дек*, 40 *дб/дек* и —60 *дб/дек*, как это показано на фиг. IX.38, *а*. Внизу, на фиг. IX.38,*а* будем откладывать значения сдвига фаз между двумя синусоидами, полученными в результате осциллографирования. По изломам логарифмической амплитудной характеристики найдем значения постоянных времени:

$$T_1 = 0{,}016 \text{ сек} \quad \text{и} \quad T_2 = 0{,}00018 \text{ сек}.$$

е) пользуясь формулой

$$\theta(\omega) = -\operatorname{arctg}\frac{2\zeta T(\omega)}{1 - T^2\omega^2},$$

где $T = \sqrt{T_1 \cdot T_2}$,
и найденными значениями $\theta(\omega)$ и T, нетрудно вычислить несколько значений ζ. Интересующий нас параметр ζ следует брать как среднее арифметическое для ряда вычисленных значений. Для рассмотренного нами случая $\zeta = 4{,}8$. Передаточный ко-

эффициент определяется при $\omega = 0$ и имеет значение $k = 580$ 1/*сек*. Частотные характеристики системы следует рекомендовать снимать и при двух других значениях A_p, равных 0,25 и 0,75 от полного угла отклонения помпы. Соответствующие этим значениям A_p амплитудные и фазовые частотные характеристики показаны на фиг. IX.38, а сплошной и штрих-пунктирной линиями.

Как видно из фигуры IX.38,*а*, увеличение амплитуды прокачки рычага помпы приводит к уменьшению амплитуды, увеличению фазы в области высоких частот. Это явление объясняется увеличением утечек масла в гидравлической системе.

Рассмотрим какое влияние на частотные характеристики системы оказывает нагрузка на валу гидравлического двигателя.

На фиг. IX.38,*б* приведены логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики системы, снятые при номинальном моменте нагрузки на валу гидравлического двигателя $M_в = M_{в\max}$ без нагрузки ($M_в = 0$). Как видно из этих кривых, с ростом нагрузки происходит увеличение постоянной времени T гидравлического привода до 0,00155 *сек*; происходит также уменьшение передаточного коэффициента k до 520 1/*сек* и наблюдается падение коэффициента демпфирования ζ до 4,6. Уменьшение коэффициента демпфирования происходит из-за сжимаемости масла в цилиндрах системы. Из сравнения этих характеристик с расчетными видно, что значения постоянной времени T и передаточного коэффициента k достаточно близко совпадают друг с другом.

По дифференциальным уравнениям гидравлического привода с помпой объемного регулирования, электрического привода, усилителей и корректирующих устройств составим структурную схему следящей системы (фиг. IX.40). Как видно из структурной схемы электрогидравлическая силовая синхронно-следящая система с внутренним сельсинным устройством состоит из четырех контуров.

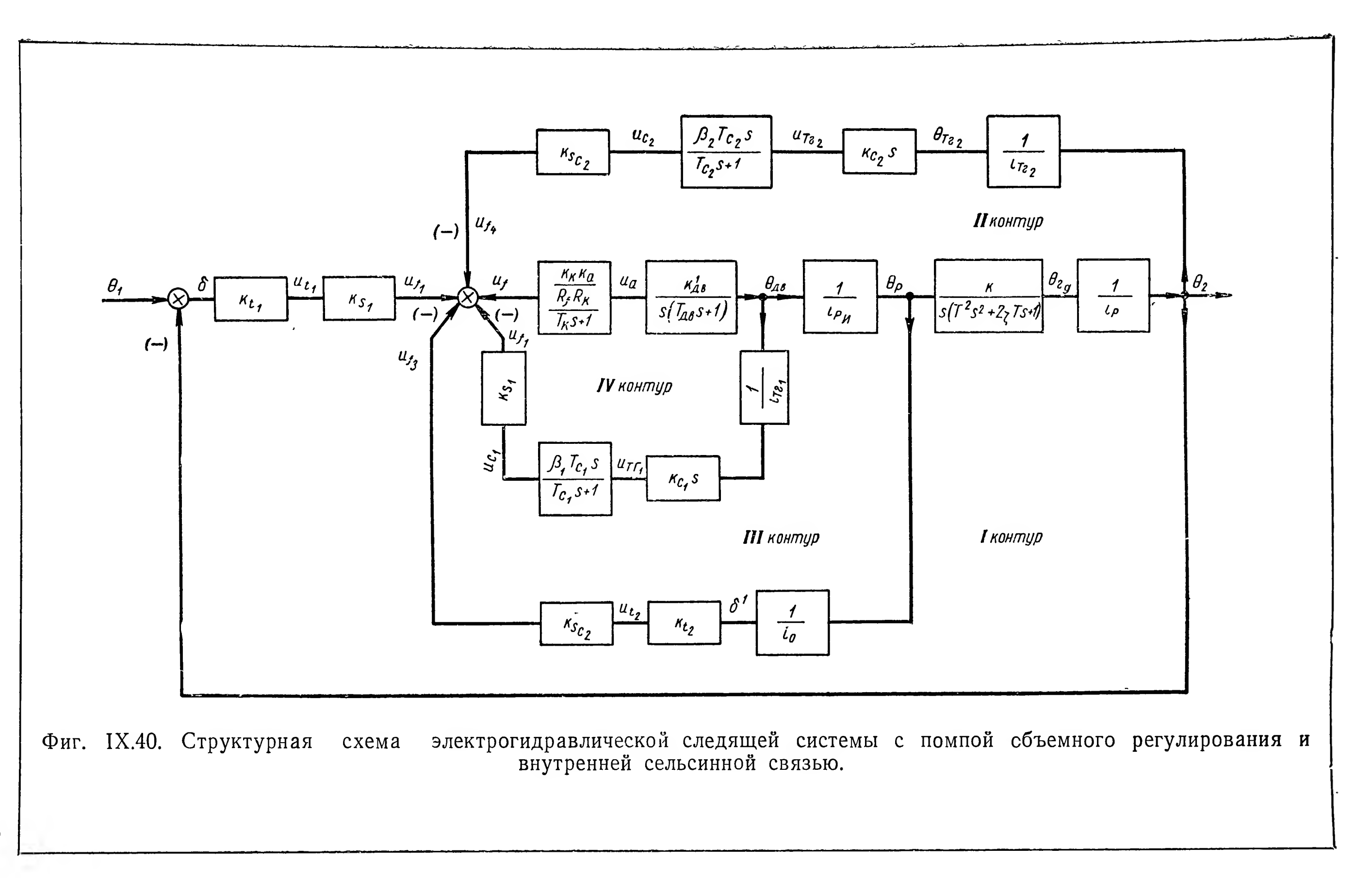
Параметры агрегатов электрогидравлической системы, по которым строятся логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики, приведены ниже:

$\frac{k_a k_к}{R_f R_к} = 2{,}5;$ $\frac{1}{i_{Tг_1}} = 2{,}0;$

$k_{s_1} = 34;$ $\frac{1}{i_{Tг_2}} = 1148;$

$k_{s_2} = 31;$ $\beta_1 = 0{,}068;$

$k_{sc_1} = 31;$ $\beta_2 = 0{,}78:$



Фиг. IX.40. Структурная схема электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования и внутренней сельсинной связью.

$$k_{sc_2} = 28; \qquad \frac{1}{i_0} = \frac{1}{170};$$

$$k_{t_1} = 1700 \text{ в/рад}; \qquad T_к = 0{,}05 \text{ сек};$$

$$k_{t_2} = 55 \text{ в/рад}; \qquad T_{Дв} = 0{,}13 \text{ сек};$$

$$k_{Дв} = 13{,}1 \text{ рад/в} \cdot \text{сек}; \qquad T_{c_1} = 0{,}15 \text{ сек};$$

$$k_{c_1} = k_{c_2} = 0{,}4 \text{ в} \cdot \text{сек/рад}; \qquad T_{c_2} = 0{,}3 \text{ сек};$$

$$i_{рп} = 2{,}65; \qquad T = 0{,}0014 \text{ сек};$$

$$\zeta = 5{,}0;$$

$$k = 580 \text{ 1/сек}.$$

Для построения частотных характеристик введем следующие обозначения:

$W_{IV_к}(t) = \dfrac{W_{IV_в}(s)}{1 + W_{IV_a}(s)}$ — передаточная функция четвертого контура;

$W_{III_к}(s) = \dfrac{W_{III_в}(s)}{1 + W_{III_a}(s)}$ — передаточная функция третьего контура;

$W_{II_к}(s) = \dfrac{W_{II_в}(s)}{1 + W_{II_a}(s)}$ — передаточная функция второго контура;

$W(s) = k_{t_1} k_{s_1} W_{II_к}(s)$ — передаточная функция всей разомкнутой электрогидравлической следящей системы.

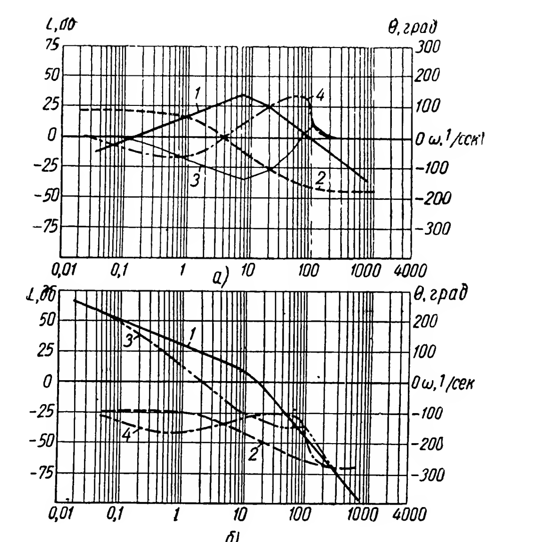
На фиг. IX.41 показаны логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики для четвертого внутреннего контура системы, а на фиг. XI.42 — для третьего контура.

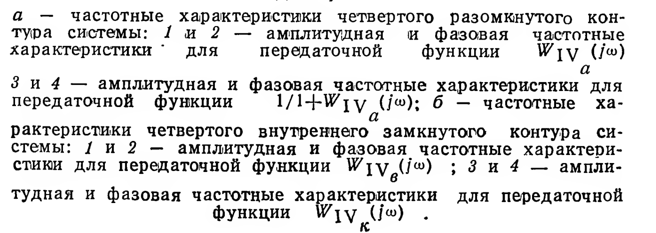
На фиг. IX.43 и IX.44 показаны логарифмические частотные характеристики второго контура и всей системы в целом.

По построенным характеристикам видно, что электрогидравлическая следящая система в разомкнутом состоянии имеет частоту среза $\omega_{ср} = 18$ 1/*сек*. Запас устойчивости системы по фазе $\gamma_c = 60^\circ$ и по модулю 8,7 *дб*. Коэффициент добротности по скорости и ускорению в электрогидравлической следящей системе определяется по логарифмической амплитудной характеристике $|W(j\omega)|$. Итак,

$$D_\omega = 250 \text{ 1/сек};$$

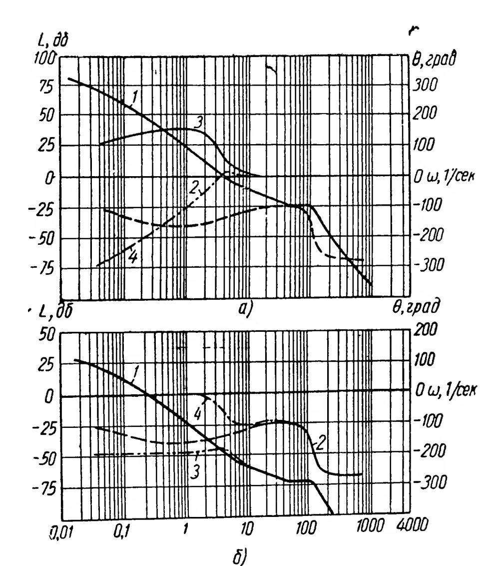
$$D_\varepsilon = 64 \text{ 1/сек}^2.$$





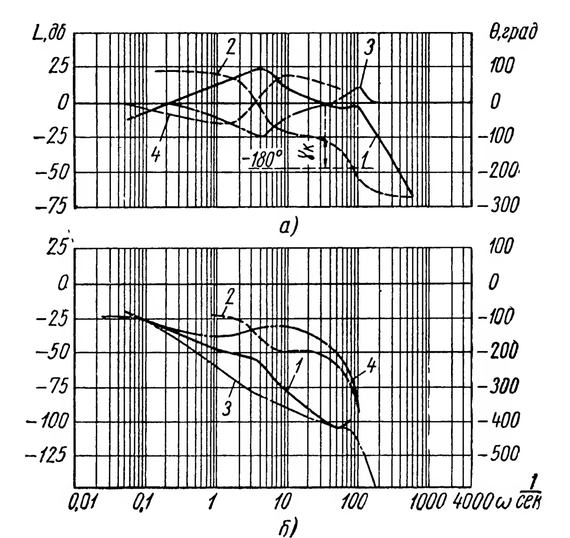
Фиг. IX.41. Амплитудные и фазовые частотные характеристики электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования (гидравлический двигатель соединен с помпой короткими трубопроводами):

а — частотные характеристики четвертого разомкнутого контура системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{IV_a}(j\omega)$ *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $1/1+W_{IV_a}(j\omega)$; *б* — частотные характеристики четвертого внутреннего замкнутого контура системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{IV_в}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{IV_к}(j\omega)$.



Фиг. IX.42. Амплитудные и фазовые частотные характеристики электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования (гидравлический двигатель соединен с помпой короткими трубопроводами):

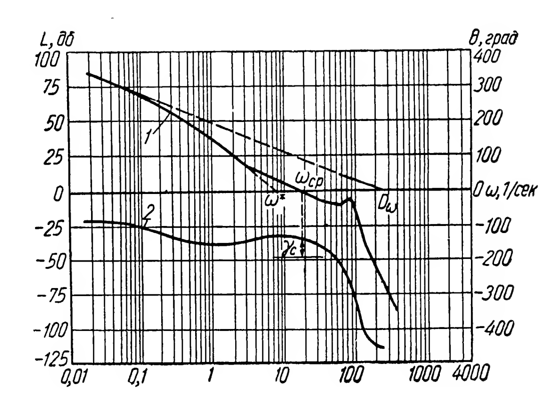
а — частотные характеристики третьего разомкнутого контура системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{III_a}(j\omega)$ *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $1/1+W_{III_a}(j\omega)$; *б* — частотные характеристики третьего внутреннего замкнутого контура системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{III_в}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{III_к}(j\omega)$.



Фиг. IX.43. Амплитудные и фазовые частотные характеристики электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования (гидравлический двигатель соединен с помпой короткими трубопроводами):

а — частотные характеристики второго разомкнутого контура системы: *1* и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II_a}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $1/1+W_{II_a}(j\omega)$; *б* — частотные характеристики второго замкнутого контура системы:

1 и *2* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II_в}(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_{II_к}(j\omega)$.

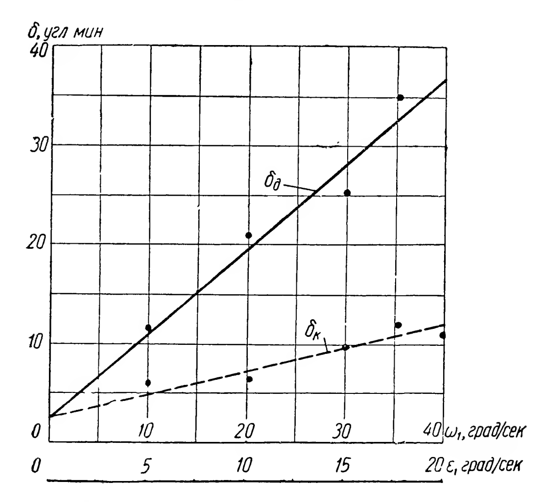


Фиг. IX.44. Амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования (гидравлический двигатель соединен с помпой короткими трубопроводами):

1 — амплитудная частотная характеристика; *2* — фазовая частотная характеристика.

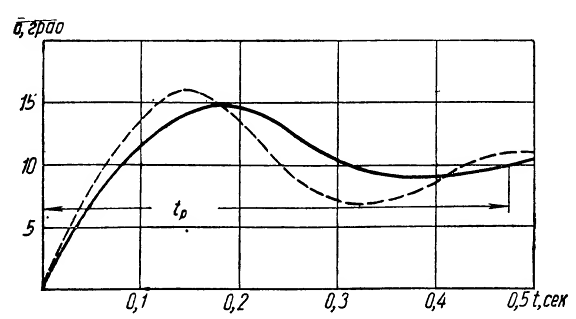
Тогда характеристики кинематической и динамической точности могут быть определены по следующей формуле:

$$\delta(t) = \frac{\omega_1}{250} + \frac{\varepsilon_1}{64} + 2{,}5.$$



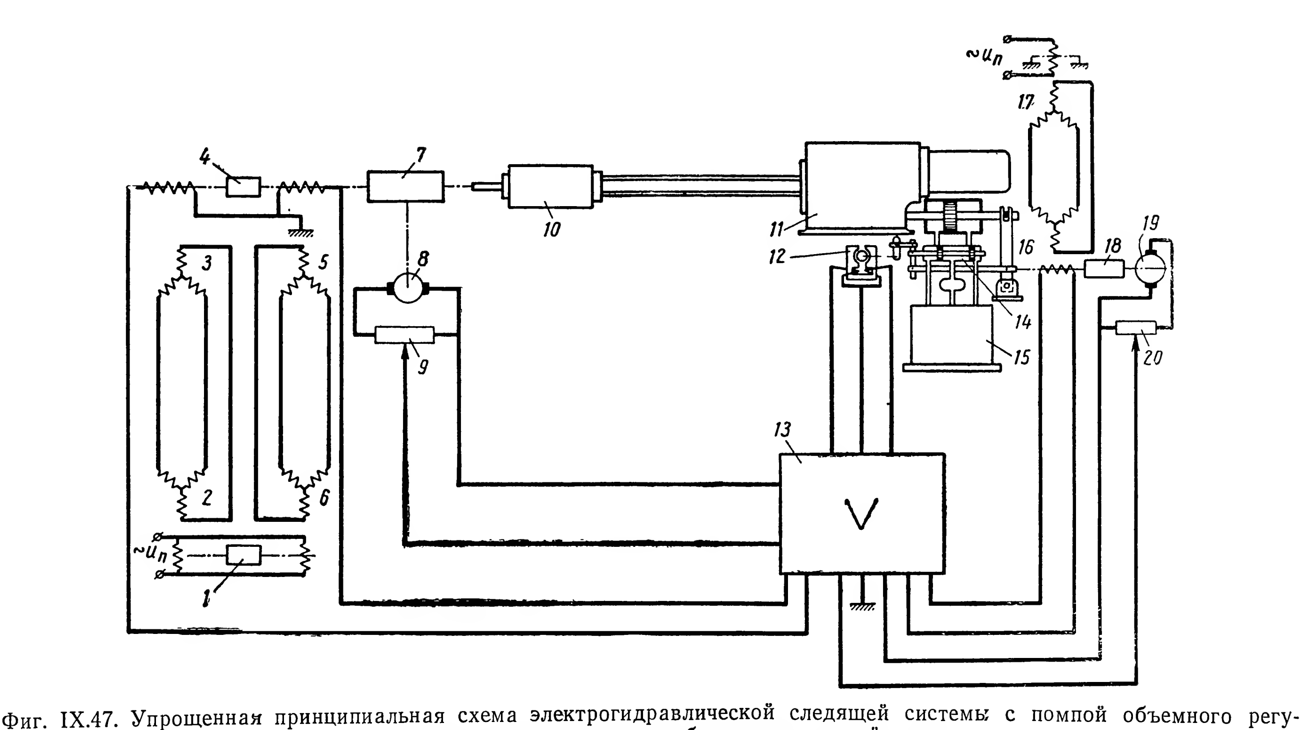
Фиг. IX.45. Характеристики кинематической и динамической точности электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования.

Соответствующие характеристики показаны на фиг. IX.45. Здесь же точками нанесены кинематические и динамические уг-



Фиг. IX.46. Процесс отработки наперед заданного угла рассогласования электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования.

лы рассогласования, снятые с макета электрогидравлической следящей системы. На фиг. IX.46 показаны экспериментальные (сплошной линией) и расчетные (штриховой линией) характеристики отработки наперед заданного угла рассогласования δ_0, равного 10°. Из фиг. IX.45 и IX.46 видно, что экспериментальные

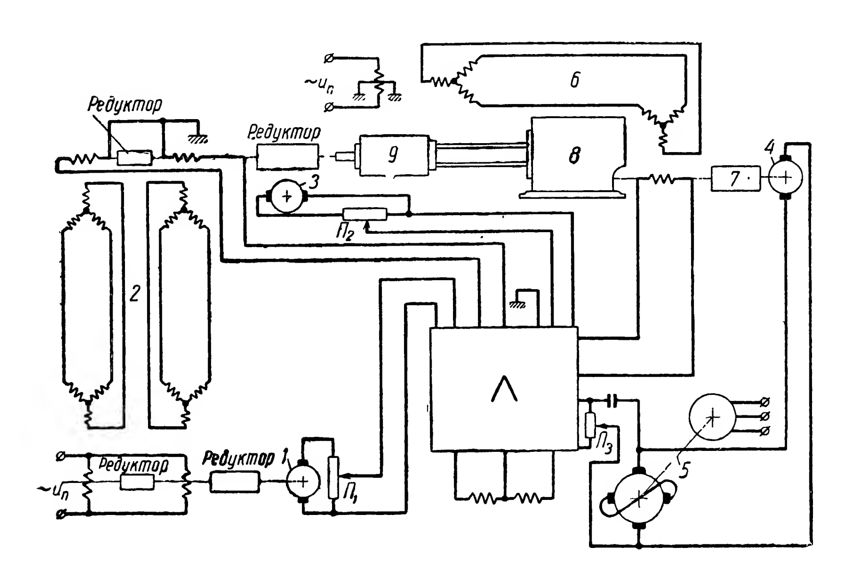


Фиг. IX.47. Упрощенная принципиальная схема электрогидравлической следящей системы с помпой объемного регулирования и промежуточным бустерным устройством:

1 — редуктор задающего устройства; *2* — сельсин-датчик грубого канала; *3* — сельсин-приемник грубого канала; *4* — редуктор сельсинов-приемников; *5* — сельсин-приемник тонкого канала; *6* — сельсин-датчик тонкого канала; *7* — редуктор к грубому сельсину-приемнику; *8* — внешний тахогенератор; *9* — потенциометр регулировки степени внешней обратной связи; *10* — гидравлический двигатель; *11* — помпа объемного регулирования; *12* — поворотный электромагнит; *13* — электронный усилитель; *14* — бустерное гидравлическое устройство; *16* — сельсин-приемник внутренний; *17* — сельсин-датчик внутренний с заторможенным ротором; *18* — редуктор электрического провода; *19* — внутренний тахогенератор; *20* — потенциометр регулировки внутренней обратной связи.

и расчетные характеристики достаточно близко совпадают друг с другом.

В некоторых быстродействующих электрогидравлических следящих системах для разгрузки электрических приводов применяются специальные гидравлические бустеры. Одна из таких схем приведена на фиг. IX.47. Электродвигатель постоянного тока с управлением от *ЭМУ* заменен бустерным устройством, управляемым поворотным электромагнитом. Электромеханическая



Фиг. IX.48. Упрощенная принципиальная схема электрогидравлической системы комбинированного управления с помпой объемного регулирования: *1* — задающий тахогенератор; *2* — внешнее сельсинное устройство; *3* — внешний тахогенератор; *4* — электродвигатель; *5* — электромашинный усилитель; *6* — внутреннее сельсинное устройство; *7* — редуктор; *8* — гидравлическая помпа; *9* — гидравлический двигатель; $П_1$, $П_2$ и $П_3$ — регулировочные потенциометры.

постоянная времени электродвигателя составляет 0,1—0,14 *сек*, а постоянная времени поворотного электромагнита не превышает 0,03 *сек*. Гидравлический бустер имеет постоянную времени 0,02—0,03 *сек*. Поэтому подобная замена агрегатов позволяет повысить быстродействие электрического привода в 2—2,5 раза.

Некоторый интерес может представить схема, где внутренний тахогенератор заменен тахогенератором, якорь которого соединен с входным валом системы. В качестве внутреннего корректирующего устройства применен обычный контур *RC*. Упрощенная принципиальная схема такой системы приведена на фиг. IX.48. Необходимые значения корректирующих сигналов устанавливаются с помощью потенциометров $П_1$, $П_2$, $П_3$.

4. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

На статические и динамические характеристики электрогидравлических следящих систем большое влияние оказывают: физические свойства рабочей жидкости, марка металла и диаметр трубопроводов, соединяющих гидравлическую помпу с двигателем, а также знаки и величины сигналов внутренних обратных связей.

Рабочие жидкости, применяемые в гидравлических приводах, должны обладать постоянством физико-химических параметров при изменении эксплуатационных режимов работы привода и условий окружающей среды. Особенно важным требованием является сохранение постоянства вязкости жидкости при изменении температуры. При увеличении вязкости рабочей жидкости возрастают гидравлические потери в трубопроводах, гидравлических двигателях, помпах и клапанах. Для получения требуемых характеристик гидравлического привода приходится увеличивать сечения трубопроводов от помпы к гидравлическому двигателю и повышать мощность электродвигателя привода помпы. С уменьшением вязкости рабочей жидкости происходит значительное увеличение утечек в гидравлических агрегатах, что, в свою очередь, приводит к падению к. п. д. в системе.

Другими достаточно важными требованиями, предъявляемыми к рабочим жидкостям, являются: смазывающая способность, антикоррозийные свойства, инертность к материалу уплотнителей.

Некоторые из рабочих жидкостей, например веретенное масло № 2, не вызывают коррозии гидравлических агрегатов. Спирто-глицериновые смеси вызывают коррозию агрегатов и не могут применяться в гидравлических системах, рассчитанных на длительный срок работы. С другой стороны, велоситовое масло оказывает разрушающее действие на кожаные и резиновые уплотнители, если они не были подвергнуты специальной обработке. Существенное влияние на работу гидравлических систем оказывает воздух, растворенный в рабочей жидкости [1]. Воздух, растворенный в рабочей жидкости изменяет ее вязкость и степень сжимаемости. При повышенном содержании растворенного воздуха

---

[1] Под растворимостью воздуха следует понимать отношение

$$\alpha_p = \frac{V_в}{V_{рж}},$$

где $V_в$ — объем растворенного воздуха в рабочей жидкости, приведенный к 0° С и 760 *мм рт. ст.*;

$V_{рж}$ — объем рабочей жидкости.

Подробнее см. в статье И. М. Крассова. «Растворимость воздуха в жидкостях для гидросистем» в журнале «Автоматика и телемеханика», 1952, т. XIII, № 1.

в рабочей жидкости происходит нарушение равномерности вращения гидравлических двигателей; в силовых же гидравлических цилиндрах, работающих на больших давлениях, наблюдаются силовые удары поршня об упоры, приводящие в ряде случаев к механическим поломкам. Растворимость воздуха в рабочих жидкостях приводит к снижению к. п. д. гидравлических агрегатов силовых приводов.

Основные параметры рабочих жидкостей, применяемых в гидравлических приводах следящих систем, приведены в табл. IX.2.

Таблица IX.2

Параметры рабочих жидкостей, применяемых в гидравлических приводах следящих систем

Параметры	Наименование рабочей жидкости					
	Масло вазелиновое	Веретенное масло № 2	Масло машинное «СУ»	Масло ГМЦ-2	Турбинное масло № 22	Спирто-глицериновая смесь 50 : 50% по объему
Удельная плотность при 20° С в *г/см*³	0,86—0,89	0,88—0,90	0,89—0,93	0,82—0,84	0,901	0,89—0,92
Условная вязкость при 20° С в °Э	2,8—2,84	6,64—6,68	21	3,00—3,06	11,2	2,20
Кинематическая вязкость в *см*²/*сек*	5,7—8,1	10—14	42—58	—	20—23	—
Кислотное число в *мг* KOH на 1 *г* масла не более	0,04	0,14	0,15	—	0,04	—
Зольность в % не более	0,005	0,007	0,005	—	0,005	—
Растворимость воздуха на 1 *ат* при 20° С	0,0877	0,0759	—	0,1038	0,0810	0,0392
Температура вспышки по Бренкену в *град*	—	165	200	—	180	—

В табл. IX.2 даны параметры рабочих жидкостей, приведенных к так называемым нормальным условиям (температуре 20° С и давлению 760 *мм рт. ст.*).

Пересчет коэффициента кинематической вязкости при других температурах может быть выполнен по следующим двум формулам:

$$\nu = \frac{\mu}{\rho} \ см^2/сек; \qquad (IX.99)$$

$$\mu = e^{\lg \mu_0 \left(\frac{T_0}{T}\right)^a}, \qquad (IX.100)$$

где μ — динамический коэффициент вязкости жидкости;

ρ — плотность жидкости;

a — постоянная, характеризующая изменение вязкости при изменении температуры (для рассматриваемых нами в таблице жидкостей можно считать, что $a = 1{,}003$);

μ_0 — динамический коэффициент вязкости при температуре T_0.

Изменение вязкости от давления можно вычислить по формуле

$$\Delta\mu = \mu_0 \frac{\Delta p}{p_0}, \qquad \text{(IX.101)}$$

где Δ_p — изменение давления в гидравлической системе от начального давления p_0.

Коэффициент объемного сжатия рабочих жидкостей β вычисляется с помощью следующего соотношения:

$$\beta = \frac{\Delta V/V}{\Delta p}, \qquad \text{(IX.102)}$$

где E — модуль объемной упругости;

$$E = \frac{1}{\beta} = (1{,}4 \div 2)\,10^4 \text{ кГ/см}^2,$$

$\frac{\Delta V}{V}$ — относительное изменение объема.

Температура рабочей жидкости оказывает влияние на изменение ее объема. Учитывать это изменение объема можно по формуле

$$\frac{\Delta V}{V} = 10^{-3}\Delta T, \qquad \text{(IX.103)}$$

где ΔT — изменение температуры.

Для определения температуры нагрева масла следует пользоваться формулой

$$\frac{\Delta p}{\rho} = C\Delta T, \qquad \text{(IX.104)}$$

где Δp — падение давления;

ΔT — изменение температуры рабочей жидкости;

$$C = 0{,}5 \cdot 4180 \text{ дж/кГ} \cdot \text{град}.$$

Зная параметры рабочих жидкостей, можно выбрать трубопроводы для гидравлических систем.

Выбор трубопроводов в гидравлических системах производится по двум показателям: допустимой величине потери напора рабочей жидкости в конце трубопровода и постоянной запаздывания τ. Потери от напора вычисляются по следующей формуле:

$$\Delta p = \rho \frac{v^2 L}{2D} f, \qquad \text{(IX.105)}$$

где v — средняя скорость потока, (обычно[1] принято принимать $v = (0,5 \div 1)$ *м/сек*);

L — длина трубопровода;

D — внутренний диаметр трубопровода;

f — коэффициент трения.

Коэффициент трения зависит от состояния потока рабочей жидкости (ламинарного или турбулентного). Поэтому, прежде чем вычислять коэффициент трения f, необходимо найти число Рейнольдса по формуле

$$\mathrm{Re} = \frac{vD}{\nu}, \qquad (IX.106)$$

где v — средняя скорость потока;

ν — кинематический коэффициент вязкости в *см²/сек*.

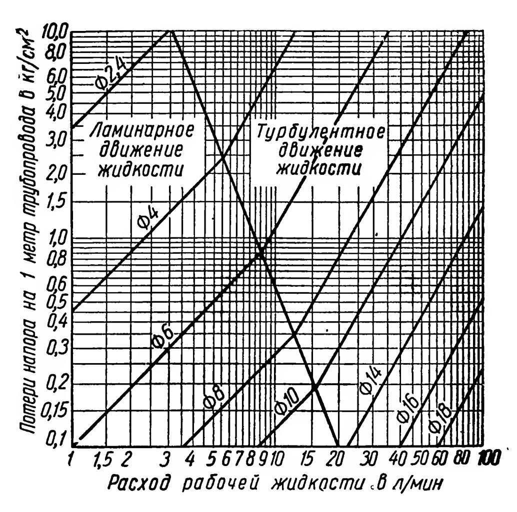
Если $\mathrm{Re} < 2000$, то в трубопроводах совершается ламинарное движение рабочей жидкости; при $\mathrm{Re} > 2320$ — движение жидкости турбулентное. Для ламинарного режима формула для вычисления коэффициента f имеет следующий вид:

$$f = \frac{64}{\mathrm{Re}}, \qquad (IX.107)$$

а для турбулентного

$$f = 0,0056 + \frac{0,5}{\mathrm{Re}^{0,32}}. \qquad (IX\cdot108)$$

С помощью этих формул по методике Ж. Фезандье были рассчитаны номограммы, облегчающие выбор внутреннего диаметра трубопровода гидравлической системы. Для рабочей жидкости типа ГМЦ-2 при температуре +20° С на фиг. IX.49 приведена соответствующая номограмма.



Фиг. IX.49. Номограмма для выбора внутренних диаметров трубопроводов.

После определения внутреннего диаметра трубопровода (по допустимой величине потери напора и расходу рабочей жидкости в гидравлической системе) необходимо выбрать тип металла

[1] Известный французский гидравлик Ж. Фезандье для авиационных гидравлических систем рекомендует брать следующие значения средней скорости в трубопроводах:

в трубопроводах всасывания насосов от 1,5 до 2,5 *м/сек*;

в трубопроводах под давлением от 2,5 до 5 *м/сек*.

трубопровода и допустимую толщину его стенки h (по требованию прочности). Толщина стенок трубопровода по условию прочности определяется из следующего неравенства:

$$h \geqslant \frac{pD}{2|\sigma_\partial|}, \tag{IX.109}$$

где σ_∂ — допустимое напряжение на разрыв.

Зная тип металла и толщину его стенки, нетрудно вычислить постоянную запаздывания в трубопроводах τ. Постоянная запаздывания τ в трубопроводах высокого давления определяется с помощью формулы

$$\tau = \frac{L}{a}, \tag{IX.110}$$

где L — длина трубопроводов высокого давления;

a — скорость распространения ударной волны (звука) в трубопроводе.

Скорость распространения звука в рабочей жидкости трубопровода вычисляется по следующей формуле:

$$a = \frac{\sqrt{\frac{E_м}{\rho}}}{\sqrt{1 - \frac{E_м D}{Eh}}}, \tag{IX.111}$$

где $E_м$ — объемный модуль упругости рабочей жидкости, равный $1{,}6 \cdot 10^8$ *кГ/м²*;

ρ — плотность рабочей жидкости;

E — модуль упругости металла стенок трубопровода.

Числовые значения модуля упругости металла стенок трубопровода сведены в табл. IX.3.

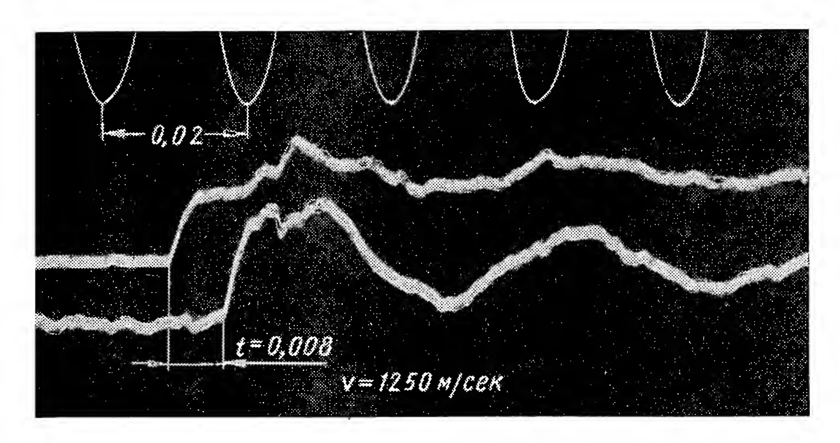
Таблица IX.3

Материал стенок трубопровода	E в *кГ/см²*	σ_∂ в *кГ/см²*
Сталь	$2{,}1 \cdot 10^6$	5200
Красная медь	$(1{,}1 \div 1{,}3)\ 10^6$	2800
Латунь	$(0{,}91 \div 0{,}99)\ 10^6$	3200

В виде примера рассмотрим расчет трубопровода гидравлической системы, состоящей из гидравлического двигателя и помпы объемного регулирования. Максимальная величина расхода рабочей жидкости в этой гидравлической системе составляет

20 *л/мин*, длина трубопровода между помпой и гидравлическим двигателем $L = 10$ *м*. Допустимая величина потери напора не должна превышать 10 $кГ/см^2$. Тогда по номограмме фиг. IX.47 найдем внутренний диаметр трубопровода $D = 8$ *мм*. Имея в виду рабочее давление в гидросистеме $p = 150$ $кГ/см^2$ и выбрав в качестве металла трубопровода латунь, нетрудно найти толщину стенок трубопровода по формуле (IX.109)

$$h = \frac{150 \cdot 0,8}{2 \cdot 3200} = 0,02 \text{ см}.$$



Фиг. IX.50. Осциллограмма процессов нарастания давления в трубопроводе длиной $L=10$ *м*.

Возьмем по ГОСТу толщину стенок трубопровода $h = 1$ *мм* и по формулам (IX.111) и (IX.110) найдем a и τ

$$a = 1242 \text{ м/сек};$$

$$\tau = 0,00805 \text{ сек}.$$

С целью проверки правильности расчетов был произведен следующий эксперимент. К помпе и гидравлическому двигателю был присоединен трубопровод из латуни с внутренним диаметром 8 *мм*, длиной $L = 10$ *м* и толщиной стенки $h = 1$ *мм*.

На концах трубопровода высокого давления в точках a и $б$ фиг. IX.35 были установлены два тензодатчика, с помощью которых и удалось определить скорость распространения гидравлического удара. Осциллограмма процессов нарастания давления в точках a и $б$ соответственно $p_a = p(t)$ и $p_б = p(t - \tau)$ приведена на фиг. IX.50.

Зная длину трубопровода, можно определить величину скорости $a = 1250$ *м/сек*. Как видно, экспериментально найденное значение скорости распространения звука в рабочей жидкости и трубопроводе достаточно близко совпадает с вычисленным.

Зная значение времени запаздывания τ в трубопроводах, нетрудно найти по аналогии с выражениями (IX.96) и (IX.97) передаточную функцию гидравлической системы в виде

$$W_{гп}(s) = \frac{\Theta_{гд}(s)}{\Theta_p(s)} = \frac{ke^{-\tau s}}{s(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)}. \qquad (IX.112)$$

Подставляя соответствующие числовые значения (см. стр. 597) в выражение (IX.112), получим

$$W_{гп}(s) = \frac{580e^{-0,008s}}{s(1,96 \cdot 10^{-6}s^2 + 0,014s + 1)}. \qquad (IX.113)$$

Определим, какое влияние на устойчивость внутренних контуров и всей системы в целом оказывают трубопроводы между гидравлическими помпами и двигателем. Передаточные функции четвертого и третьего контуров остаются неизменными и имеют вид, показанный на фиг. IX.41 и IX.42. Передаточные функции второго контура и всей разомкнутой системы изменяются. Передаточную функцию разомкнутого второго контура системы с учетом видоизменений передаточной функции гидравлической системы [формула (IX.113)] запишем в виде

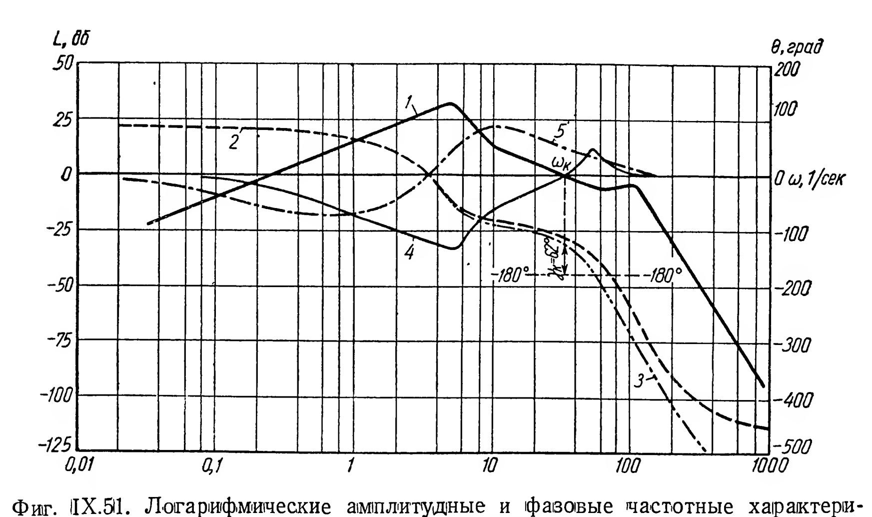
$$W_{II_a}(s) = \frac{2170W_{III_к}(s)\,e^{-0,008 \cdot s} \cdot s}{(0,3s + 1)(1,96 \cdot 10^{-6}s^2 + 0,014s + 1)}.$$

Подставим в данное выражение $s = j\omega$ и построим логарифмические амплитудную и фазовую частотные характеристики. Соответствующее построение выполнено на фиг. IX.51. Из фиг. IX.51 видно, что фазовая характеристика разомкнутого второго контура падает более резко по сравнению с аналогичной характеристикой, показанной на фиг. IX.43,*а*. Запас устойчивости второго контура по фазе $\gamma_к = 62°$ (против $\gamma_к = 76°$ гидравлической системы с короткими трубопроводами).

На фиг. IX.52 построены амплитудная и фазовая характеристики всей разомкнутой системы. Частота среза системы $\omega_{ср}$ практически не изменяется, а запас устойчивости системы по фазе γ_c уменьшается до 40° (вместо 60° для гидравлической системы с короткими трубопроводами). Еще большее падение наблюдается у запаса устойчивости системы по модулю.

В электрогидравлических системах с помпами объемного регулирования длинные трубопроводы вызывают уменьшение запасов устойчивости системы по фазе и модулю. Если увеличить длину трубопроводов до $L = 40$ *м*, тогда внутренний второй контур системы становится практически неустойчивым, так как запас устойчивости контура по фазе не превышает 5°. Запас устойчивости всей системы по фазе имеет примерно такую же величину и система является неработоспособной.

Предварительная отладка электрогидравлических многоконтурных следящих систем занимает много времени, если внутренние обратные связи включены неправильно. Для правильного включения обратных связей в четырехконтурной следящей системе (фиг. IX.34) необходимо определить знаки напряжений на клеммах внутреннего и внешнего тахогенераторов и установить нужное направление вращения ротора внутреннего сельсина-приемника. Для этого включается отладочный потенциометр

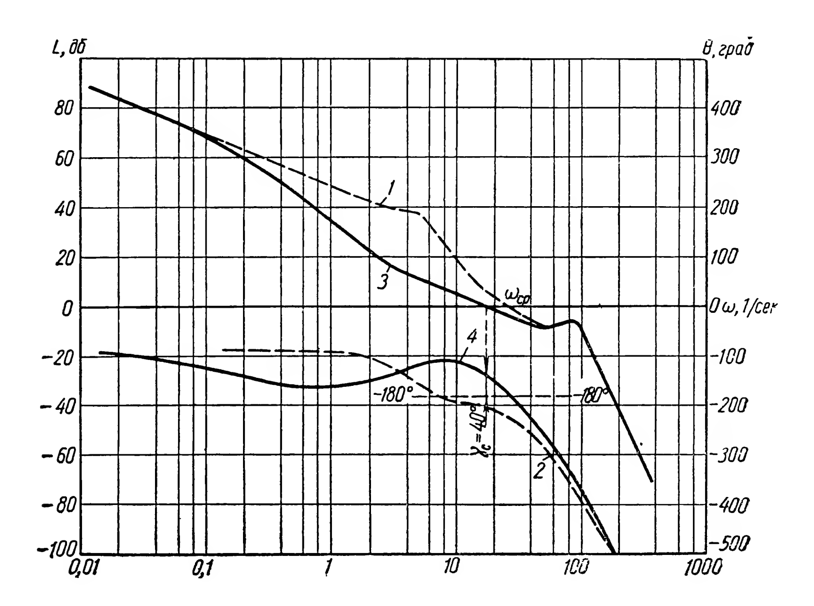


Фиг. IX.51. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики внутреннего контура электрогидравлической следящей системы (фиг. IX.34) с учетом гидравлического запаздывания в трубопроводах:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого контура без учета «чистого» запаздывания; *3* — фазовая частотная характеристика разомкнутого контура с учетом «чистого» запаздывания; *4* и *5* — амплитудная и фазовая частотные характеристики замкнутого контура с учетом «чистого» запаздывания.

между клеммами ротора сельсина-приемника. Ручка потенциометра устанавливается таким образом, чтобы напряжение, снимаемое с потенциометра, составило примерно $^1/_{10}$ от напряжения на клеммах ротора сельсина-приемника. После этого снимаются напряжения с якорей двух тахогенераторов и при помощи микрометрического винта ротор сельсина-приемника поворачивается по часовой стрелке на некоторый угол. Рычаг помпы при этом должен повернуться на тот же угол по часовой стрелке. Если же рычаг помпы поворачивается против часовой стрелки, необходимо в схеме переключить концы статорных обмоток внутреннего сельсина, т. е. соединить клемму *а* статора сельсина-датчика с клеммой *с* статора сельсина-приемника и клемму *с* сельсина-датчика с клеммой *а* сельсина-приемника (см. фиг. IX.34). Затем подается напряжение внутреннего тахогенератора $Тг_2$ на электронный усилитель и подключается вольтметр переменного тока к первичной обмотке трансформатора $Тр_6$. Вращая ротор

внутреннего сельсина-датчика, наблюдают за стрелкой вольтметра. При правильном включении обратной связи (отрицательная обратная связь) стрелка вольтметра будет отклоняться на меньший угол, чем до включения сигнала с тахогенератора. После этого при помощи микрометрического винта устанавливается так называемое нулевое положение ротора внутреннего сельсина-приемника, при котором ротор гидравлического двигателя



Фиг. IX.52. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой электрогидравлической следящей системы с длинными трубопроводами между гидравлическим двигателем и помпой:

1 и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_в(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для разомкнутой системы с «чистым» запаздыванием.

не будет вращаться. Далее, к электронному усилителю подключается напряжение от тахогенератора $Тг_1$. Полярность сигнала тахогенератора устанавливается по высокоомному вольтметру, подключенному к клеммам трансформатора $Тр_2$. При правильном включении тахогенератора $Тг_1$ напряжение на вольтметре будет меньше, чем при отключенном тахогенераторе.

Окончательная отладка системы производится путем снятия частотных характеристик отдельных контуров и установления требуемых амплитудных и фазовых характеристик всей системы с отключенным отладочным потенциометром.

Установление необходимых частотных характеристик производится с помощью регулировочных потенциометров $П_1$ и $П_2$.

5. ЭЛЕКТРОПНЕВМАТИЧЕСКИЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С СИЛОВЫМ ПНЕВМАТИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ

В электропневматических следящих системах в качестве силового привода применяются силовые цилиндры, роторные поршневые двигатели и двигатели с поворотной лопастью. Последние два типа двигателей встречаются достаточно редко из-за сложности конструкции, значительного веса и малого срока живучести агрегатов. Для управления пневматическим силовым приводом применяются специальные пневматические усилительные устройства. Существует большое количество различных типов пневматических усилительных устройств. Однако наибольшее распространение получили лишь три типа устройств: со струйными трубками, управляемыми поворотными или втяжными электромагнитами; мембранами с золотниковыми распределительными клапанами поступательного действия; с поворотными вентильными клапанами. Для управления устройствами золотникового или вентильного типов применяются маломощные электродвигатели, электромагнитные поворотные устройства и т. д.

Отличительной особенностью пневматических усилительных устройств является весьма малый момент сопротивления на управляющем валу. Так, например, в пневматических усилительных устройствах золотникового типа или со струйной трубкой моменты сопротивления на валу не превышают 0,6—2 *г·см*. Такой малый момент сопротивления позволяет обеспечить высокое быстродействие электрического управляющего привода, а следовательно, и всей следящей системы. Подобного рода преимущество пневматических устройств управления привело к тому, что в последнее время начали применяться быстродействующие электро-пневмогидравлические следящие системы, обеспечивающие отработку значительных нагрузочных моментов на выходном валу. В этих системах электрический быстродействующий привод малой мощности управляет пневматическим усилительным устройством, а силовой пневматический цилиндр управляет через гидравлический усилитель мощным гидравлическим двигателем. Одна из таких схем будет нами рассмотрена в конце данной главы.

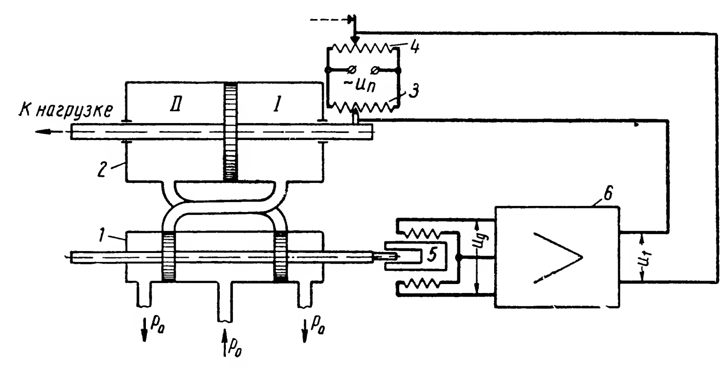
Перейдем к рассмотрению различных промышленных электропневматических следящих систем. В качестве первой системы рассмотрим упрощенную схему электропневматической следящей системы (фиг. IX. 53). При наличии рассогласования между щетками задающего потенциометра и потенциометра обратной связи на входе электронного усилителя образуется напряжение u_t, которое усиливается электронным усилителем в несколько раз и при достижении величины $u_{Дв}$, большей напряжения трогания якоря электромагнита, последний будет поступательно перемещать плунжер пневмораспределителя. Сжатый воздух через отверстия пневмораспределителя поступает

в полости *I* или *II* силового цилиндра. Шток поршня силового цилиндра будет перемещаться до тех пор, пока щетка потенциометра обратной связи не выберет наперед заданное рассогласование.

Составим дифференциальные уравнения и передаточные функции для агрегатов электропневматических следящих систем. Уравнение сравнения запишем в виде

$$\varepsilon(t) = x_з(t) - x_п(t), \tag{IX.114}$$

где $x_з(t)$ — перемещение щетки задающего потенциометра;
$x_п(t)$ — перемещение штока силового поршня;
$\varepsilon(t)$ — линейная величина рассогласования.



Фиг. IX.53. Упрощенная агрегатная схема электропневматической следящей системы:

1 — пневмораспределитель; *2* — силовой цилиндр; *3* — потенциометр обратной связи; *4* — задающий потенциометр; *5* — электромагнит; *6* — электронный усилитель.

Напряжение u_t на выходе в электронный усилитель пропорционально $\varepsilon(t)$, т. е.

$$u_t = k_t \varepsilon(t). \tag{IX.115}$$

Напряжение нетрудно определить с помощью следующей зависимости

$$u_{Дв} = k_у u_t. \tag{IX.116}$$

Дифференциальное уравнение для электропривода запишем в обычной форме

$$T^2 \frac{d^2y}{dt^2} + 2\zeta T \frac{dy}{dt} + y(t) = k_м u_{Дв}(t), \tag{IX.117}$$

где T — постоянная времени электромагнита;
k — передаточный коэффициент электромагнита.

Уравнения динамики пневматического привода представляют собой нелинейные дифференциальные уравнения высокого порядка. Подробный вывод этих уравнений рассмотрен в работах [2], [10], [11]. Решение этих уравнений достаточно трудно и,

как правило, производится численными методами с применением цифровых вычислительных машин.[1].

Для анализа устойчивости и качества регулирования динамических процессов пневматических приводов следует рекомендовать линеаризацию исходных нелинейных дифференциальных уравнений пневматических агрегатов. Перейдем к составлению уравнений пневматических агрегатов. Уравнение движения поршня силового цилиндра запишем в виде

$$m\frac{d^2x_n}{dt^2}+k_v\frac{dx_n}{dt}=F_n(p_1-p_2), \qquad \text{(IX.118)}$$

где m — масса штока, поршня и испытательного механизма;

k_v — коэффициент жидкостного трения;

p_1 — давление в полости I цилиндра;

p_2 — давление в полости II цилиндра;

F_n — площадь поршня цилиндра.

Составим уравнения расходов воздуха для полостей I и II силового цилиндра, считая при этом, что изменения давлений происходит при постоянной температуре:

$$\frac{G_1}{g}=\frac{d(V_1\rho_1)}{dt} \qquad \text{(IX.119)}$$

и

$$\frac{G_2}{g}=\frac{d(V_2\rho_2)}{dt}, \qquad \text{(IX.120)}$$

где G_1 и G_2 — секундные расходы воздуха в полостях I и II силового цилиндра;

v_1 и v_2 — объемы полостей;

ρ_1 и ρ_2 — плотности воздуха в полостях I и II силового цилиндра;

g — ускорение силы тяжести.

Формулы, позволяющие определить приток воздуха в полость I цилиндра или выход воздуха из полости II, для дозвукового истечения можно записать в виде

$$\frac{G_1}{g}=\mu b_э y\sqrt{\frac{2n}{n-1}p_0\rho_0\left[\left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{2}{n}}-\left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{n+1}{n}}\right]} \qquad \text{(IX.121)}$$

и

$$\frac{G_2}{g}=\mu b_э y\sqrt{\frac{2n}{n-1}p_a\rho_a\left[\left(\frac{p_2}{p_a}\right)^{\frac{n-1}{n}}-1\right]}, \qquad \text{(IX.122)}$$

где μ — коэффициент расхода воздуха, учитывающий и его утечки через уплотнители;

$b_э$ — эквивалентная ширина отверстия;

[1] С., например, Герц Е. В., Крейнин Г. В. Теория и расчет силовых пневматических устройств. Изд. АН СССР, 1960.

y — перемещение штока распределителя;
g — ускорение силы тяжести;
p_0 — давление воздуха в резервуаре;
ρ_0 — плотность воздуха в резервуаре;
p_a — давление воздуха в окружающей пневматический привод среде;
ρ_a — плотность воздуха при давлении p_a;
n — показатель политропы.

Показатель политропы зависит от аэродинамического сопротивления соединительных трубопроводов и пневматического распределительного устройства, а также от ряда других факторов. Обычно показатель политропы определяется экспериментальным путем. В тех случаях, когда невозможно определить n экспериментальным путем, можно пользоваться следующей приближенной формулой:

$$n = \frac{k}{1 + (k - 1)(1 - \varphi^2) i},$$

где k — коэффициент адиабаты (для воздуха $k = 1{,}41$);
φ — коэффициент скорости, зависящий от коэффициента аэродинамического сопротивления ξ.

Коэффициент φ определяется по формуле

$$\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 - \xi}},$$

где i — коэффициент от сил аэродинамического сопротивления.

В работе [10] рекомендуется для большинства промышленных пневматических приводов считать i в пределах от 0,25 до 0,35, тогда $n = 1{,}25 \div 1{,}35$. В дальнейших наших расчетах будет принято $n = 1{,}3$.

Зная значение показателя политропы n, нетрудно составить следующую зависимость:

$$\frac{p_1}{p_0} = \left(\frac{\rho_1}{\rho_0}\right)^n; \qquad \text{(IX.123)}$$

$$\frac{p_2}{p_a} = \left(\frac{\rho_2}{\rho_a}\right)^n. \qquad \text{(IX.124)}$$

После дифференцирования выражений (IX.119) и (IX.120) и подстановки в них выражений (IX.121)—(IX.124) получим

$$y = \frac{x_n}{\lambda_1 p_1 \sqrt{1 - \left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{n-1}{n}}}} \frac{dp_1}{dt} + \frac{n}{\lambda_1 \sqrt{1 - \left(\frac{p_1}{p_0}\right)^{\frac{n-1}{n}}}} \frac{dx_n}{dt} \qquad \text{(IX.125)}$$

и

$$-y=\frac{L-x_n}{\lambda_2 p_2\sqrt{\left(\frac{p_a}{p_2}\right)^{\frac{2}{n}}\left[\left(\frac{p_2}{p_a}\right)^{\frac{n-1}{n}}-1\right]}}\frac{dp_2}{dt}-$$

$$-\frac{n}{\lambda_2\sqrt{\left(\frac{p_a}{p_2}\right)^{\frac{2}{n}}\left[\left(\frac{p_2}{p_a}\right)^{\frac{n-1}{n}}-1\right]}}\frac{dx_n}{dt}, \qquad \text{(IX.126)}$$

где

$$\lambda_1=\frac{n\mu b_э}{F_n}\sqrt{\frac{2n}{(n-1)}\frac{p_0}{\rho_0}};$$

$$\lambda_2=\frac{n\mu b_э}{F_n}\sqrt{\frac{2n}{(n-1)}\frac{p_a}{\rho_a}};$$

L — длина цилиндра за вычетом толщины поршня.

Выражения (IX. 118), (IX. 125) и (IX. 126) представляют собой систему нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих переходные режимы пневматического привода. Для линеаризации этих уравнений положим

$$x_n=x_{n0}+\Delta x_n;\quad p_2=p_{20}+\Delta p_2;$$

$$p_1=p_{10}+\Delta p_1;\quad y=y_0+\Delta y.$$

Пренебрегая членами второго порядка малости и сделав ряд преобразований, получим следующее выражение:

$$\frac{m}{F_n}\frac{d^3\Delta x_n}{dt^3}+\frac{k_v}{F_n}\frac{d^2\Delta x_n}{dt^2}+\left(\frac{np_{10}}{x_{n0}}+\frac{np_{20}}{L-x_{n0}}\right)\frac{d\Delta x_n}{dt}=$$

$$=\left\{\frac{p_{10}\lambda_1\sqrt{1-\left(\frac{p_{10}}{p_0}\right)^{\frac{n-1}{n}}}}{x_{n0}}+\right.$$

$$\left.+\frac{p_{20}\lambda_{22}\sqrt{\left(\frac{p_a}{p_{20}}\right)^{\frac{2}{n}}\left[\left(\frac{p_{20}}{p_a}\right)^{\frac{n-1}{n}}-1\right]}}{L-x_{n0}}\right\}\Delta y. \qquad \text{(IX.127)}$$

Применив к уравнению (IX. 127) преобразование Лапласа, получим передаточную функцию пневматического привода в виде

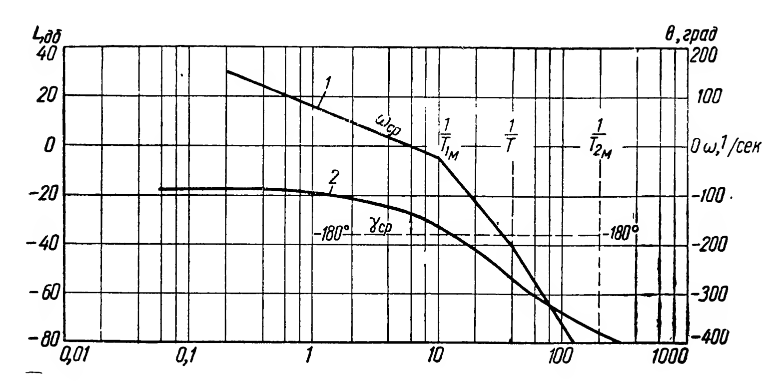
$$W_n(s)=\frac{\Delta X(s)}{\Delta Y(s)}=\frac{k}{s(T^2s^2+2\zeta Ts+1)}. \qquad \text{(IX.128)}$$

Формулы для вычисления параметров передаточной функции (k, T и ζ) были даны раньше [см. формулы (IX. 9)—(IX. 14)].

При изменении характера истечения воздуха из полостей силового цилиндра передаточная функция пневматического привода (IX. 128) сохраняет свой вид. Параметры же передаточной функции будут другими[1].

Передаточную функцию всей разомкнутой системы запишем в виде

$$W(s) = \frac{k_t k_y k_м k}{s(T_{1_м}s+1)(T_{2_м}s+1)(T^2s^2+2\zeta Ts+1)}. \qquad \text{(IX.129)}$$



Фиг. IX.54. Амплитудная и фазовая частотные характеристики электропневматической системы с последовательным корректирующим устройством:

1 — амплитудная частотная характеристика разомкнутой системы; *2* — фазовая частотная характеристика разомкнутой системы.

Примем следующие значения параметров электрогидравлической следящей системы:

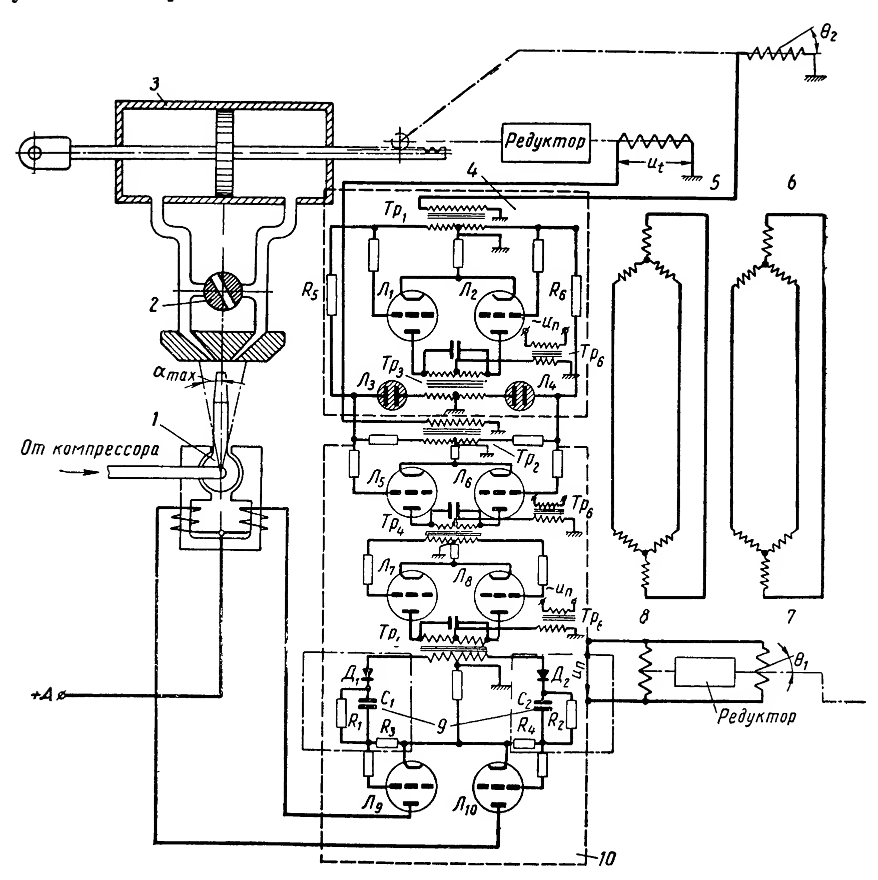
$$k_t k_y = 16 \ в/см; \qquad T = 0{,}025 \ сек;$$
$$k_м = 0{,}04 \ см/в; \quad T_{1_м} = 0{,}1 \ сек;$$
$$k = 10; \qquad T_{2_м} = 0{,}005 \ сек.$$
$$\zeta = 1{,}0;$$

Для принятых параметров построим логарифмические амплитудную и фазовую частотные характеристики (рис. IX. 54). Как видно из фиг. IX. 54, данная следящая система имеет достаточно большие углы рассогласования при отслеживании линейных скоростей задающего устройства.

Для повышения точности работы электропневматической следящей системы необходимо увеличить значения коэффициен-

[1] Подробное рассмотрение передаточных функций пневматического привода при различных видах истечения воздуха (сверхкритическое, докритическое) рассмотрены в статье Н. П. Колпаковой, «Пневматический механизм как элемент системы автоматического управления». Автоматическое регулирование авиадвигателей. Сб. ст. Вып. 2. Оборонгиз, 1960.

тов добротности по скорости и ускорению. Как видно из фиг. IX. 54, повышение коэффициентов D_{ω} и D_{ε} приводит к потере устойчивости системы в замкнутом состоянии. Получение устойчивой работы системы с повышенными значениями D_{ω} и



Фиг. IX.55. Принципиальная схема электропневматической следящей системы с силовым цилиндром и струйным устройством управления:

1 — устройство управления со струйной трубкой; *2* — регулировочный кран; *3* — силовой пневматический цилиндр; *4* — электронный усилитель по грубому каналу усиления; *5* — сельсин-приемник точного канала; *6* — сельсин-приемник грубого канала; *7* — сельсин-датчик грубого канала; *8* — сельсин-датчик точного канала; *9* — корректирующее устройство; *10* — электронный усилитель по точному каналу усиления.

D_{ε} возможно лишь при включении последовательного корректирующего устройства. Одна из возможных принципиальных схем электропневматической следящей системы с последовательным корректирующим устройством показана на фиг. IX. 55.

В этой системе применены два канала управления: грубый и точный. В точном канале роторы сельсина-датчика *8* и сельсина-приемника *5* присоединены к входному и выходному валам

системы через повышающие редукторы с передаточным числом 1:7.

Сигнальное напряжение с ротора сельсина-приемника u_t через входной трансформатор $Тр_2$ поступает на первый каскад электронного усилителя (лампы $Л_5$ и $Л_6$). Усиленное напряжение после первого каскада поступает через трансформатор $Тр_4$ ко второму каскаду (лампа $Л_7$ и $Л_8$). Первый и второй каскады электронного усилителя питаются переменным током от силового трансформатора $Тр_6$.

Оконечный каскад электронного усилителя собран на лампах $Л_9$ и $Л_{10}$, в аноды которых включены две обмотки струйного реле. Аноды оконечного каскада питаются постоянным током.

Два совершенно одинаковых корректирующих устройства постоянного тока включены после междулампового трансформатора $Тр_5$.

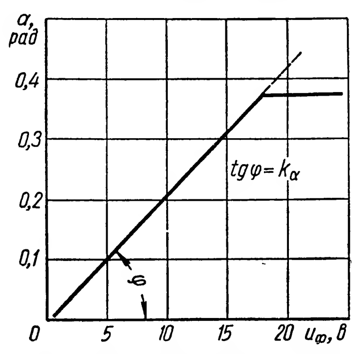
На фиг. IX. 55 корректирующие устройства заключены в два штрих-пунктирных прямоугольника *9*. Как видно из фиг. IX. 55, в корректирующие устройства входят диоды $Д_1$, $Д_2$; сопротивления R_1, R_2, R_3, R_4 и конденсаторы C_1, C_2.

Напряжение с ротора сельсина-приемника *6* грубого канала поступает через входной трансформатор $Тр_1$ к электронному усилителю *4*, собранному на лампах $Л_1$ и $Л_2$. Разделение напряжений от сельсинов грубого и точного каналов выполняется электронным усилителем *4* с помощью неоновых ламп $Л_3$ и $Л_4$. В цепи разделения каналов входят ограничивающие сопротивления R_5 и R_6.

В пневматический силовой привод входят струйное реле *1* и силовой цилиндр *3*. Сжатый воздух в силовой цилиндр поступает через струйную трубку от специального компрессора. В силовом пневматическом цилиндре применен регулировочный кран *2*. С помощью этого крана можно регулировать максимальную величину скорости хода штока.

Рассмотрим работу электропневматической следящей системы по точному каналу слежения. При перемещении задающего вала на величину $\theta_1(t)$ в сельсиновой схеме возникает угол рассогласования $\delta(t)$. Напряжение u_t, пропорциональное рассогласованию, поступает в электронный усилитель *10* точного канала, на выходе которого включены дифференциальные обмотки повторного электромагнита. Для принятой схемы включения обмоток, угол поворота якоря электромагнита, а следовательно, и струйной трубки пропорционален напряжению ошибки, а направление угла поворота зависит от фазы напряжения u_t. При повороте струйной трубки по часовой стрелке на угол α сжатый воздух поступает через правое приемное сопло и воздуховоды в правую полость силового цилиндра. Шток цилиндра станет перемещаться влево и будет поворачивать через редуктор ротор точного сельсина-приемника в сторону согласования с положением ротора сельсина-датчика. В момент достижения согласо-

ванного положения величина рассогласования становится равной нулю и шток силового цилиндра останавливается. Для ограничения хода штока в системе установлены концевые выключатели и электрические остановы хода штока в крайних положениях. Вывод штока из крайних положений осуществляется с помощью группы реле, связанных между собой в цепь вывода.



Фиг. IX.56. Статическая характеристика струйного устройства управления с поворотным электромагнитом.

Уравнения сельсинов, электронного усилителя, последовательного корректирующего устройства и пневматического привода могут быть записаны в виде формул (IX.17), (IX.18), (IX.19), (IX.24), (IX.127).

Дифференциальное уравнение поворотного электромагнита запишем в виде

$$T_\alpha \frac{d\alpha}{dt} + \alpha(t) = k_\alpha u_f(t), \qquad \text{(IX.130)}$$

где T_α — постоянная времени поворотного электромагнита;
k_α — крутизна статической характеристики поворотного электромагнита.

Экспериментально снятая статическая характеристика поворотного электромагнита показана на фиг. IX.56.

Как и обычно, по дифференциальным уравнениям составляются передаточные функции, а по ним уже — структурная схема следящей системы.

На фиг. IX.57, *а* приведена структурная схема электропневматической следящей системы.

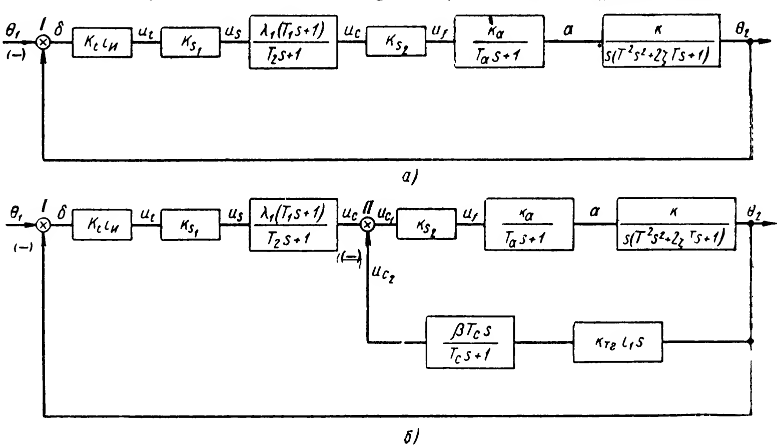
По структурной схеме найдем передаточную функцию разомкнутой системы

$$W(s) = \frac{k_t i_u k_{s_1} k_{s_2} k_\alpha k \lambda_1 (T_1 s + 1)}{s(T_2 s + 1)(T_\alpha s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}. \qquad \text{(IX.131)}$$

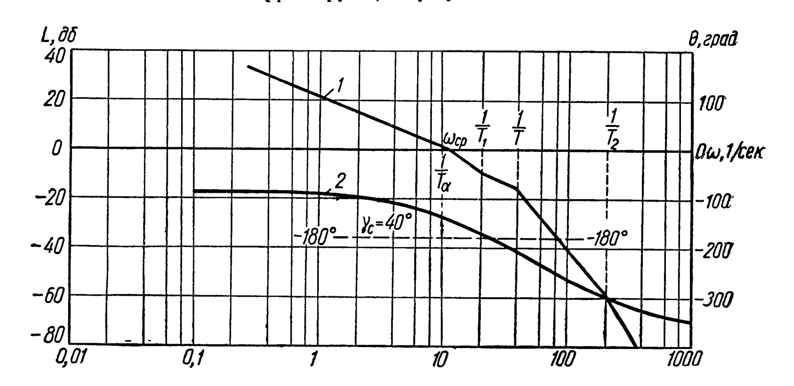
Примем, что параметры электропневматической системы будут следующими:

$k_t \cdot i_u = 38{,}4$ *в/рад*; $T_1 = 0{,}05$ *сек*;
$k_{s_1} = 8{,}2$; $T_2 = 0{,}005$ *сек*;
$k_{s_2} = 0{,}8$; $T_\alpha = 0{,}1$ *сек*;
$\lambda_1 = 0{,}1$; $T = 0{,}025$ *сек*;
$k_\alpha = 0{,}02$ *рад/в*; $\zeta = 1{,}0$.
$k = 25$;

На фиг. IX.58 показаны логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики электропневматической следящей системы. Система на частоте среза $\omega_{ср} = 10{,}2\ 1/сек$ обладает запасом устойчивости по фазе $\gamma_c = 40°$. Отрицательный за-



Фиг. IX.57. Структурные схемы электропневматических следящих систем:
а — с последовательным корректирующим устройством; *б* — с параллельным корректирующим устройством.



Фиг. IX.58. Амплитудная и фазовая частотные характеристики электропневматической следящей системы со струйным управлением и последовательным корректирующим устройством:
1 — амплитудная частотная характеристика разомкнутой системы; *2* — фазовая частотная характеристика разомкнутой системы.

пас устойчивости системы по модулю составляет — 11 *дб*. Полученные показатели устойчивости системы обеспечивают среднюю стабильность ее работы (при наиболее неблагоприятных допусках на отдельные параметры системы запасы устойчивости уменьшаются).

Из логарифмической амплитудной характеристики найдем $D_\omega = 12{,}6\ 1/сек$. Сравнивая это значение с ранее полученными

для системы (фиг. IX. 54), можно заметить, что точность работы электропневматической системы повысилась приблизительно в 2 раза.

Более высокие показатели по точности и качеству регулирования в электропневматической следящей системе можно получить, применив наряду с последовательным, параллельное корректирующее устройство. Допустим, что в рассматриваемой системе параллельное корректирующее устройство состоит из тахогенератора постоянного тока, вал которого соединен через редуктор (с коэффициентом передачи i_1) со штоком пневматического цилиндра; четырехполюсника типа RC; регулировочного потенциометра.

Структурная схема электропневматической следящей системы с параллельным корректирующим устройством приведена на фиг. IX. 57, *б*.

Передаточную функцию этой разомкнутой системы запишем в виде

$$W(s) = \frac{W_b'(s)}{1 + W_a(s)};$$

где

$$W_b'(s) = W_b(s)\frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1};$$

$$W_b(s) = \frac{k_t i_u k_{s_1} \lambda_1 k_{s_2} k_{s_2} k_\alpha k}{s(T_\alpha s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)};$$

$$W_a(s) = \frac{k_{s_2} k_\alpha k k_{T_2} i_1 \beta T_c s}{(T_\alpha s + 1)(T_c s + 1)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}.$$

Выберем следующие параметры последовательного и параллельного корректирующих устройств:

$\lambda_1 = 0{,}1;$ $T_{c_1} = 0{,}4$ *сек*;

$T_1 = 0{,}05$ *сек*; $\beta_1 = 0{,}8;$

$T_2 = 0{,}005$ *сек*; $k_{T_2} = 0{,}5$ *в · сек/рад*;

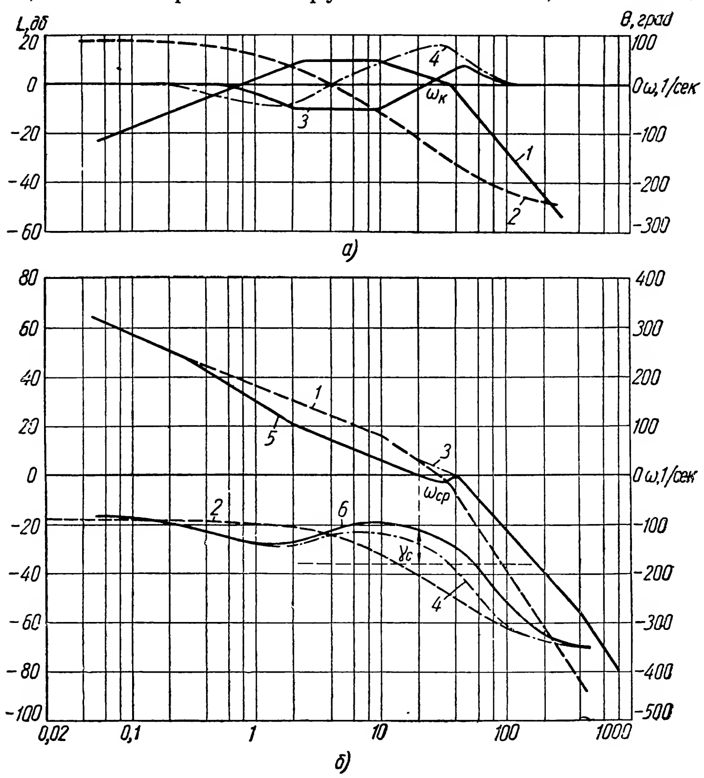
$i_1 = 2;$ $k_{s_1} = 1{,}04;$

$k_{s_2} = 32$

и построим логарифмические амплитудную и фазовую частотные характеристики (фиг. IX. 59, *а*, *б*). Как видно из фиг. IX. 59, *б*, частота среза системы $\omega_{cp} = 20\ 1/сек$; запас устойчивости по фазе $\gamma_c = 60°$; запас устойчивости по модулю —8 *дб*; добротность по скорости $D_\omega = 64$ *1 сек*; добротность по ускорению $D_\varepsilon = 64\ 1/сек^2$. Следовательно, точность системы по отношению к первоначальной схеме повысилась приблизительно в 10 раз.

На фиг. IX. 60 показана упрощенная схема электро-пневмогидравлической следящей системы. В качестве устройств для за-

мера углов рассогласования в схеме применены сельсины грубого и точного каналов слежения (сельсин-датчик грубого канала *18*, сельсин-приемник грубого канала *14*, сельсин-датчик

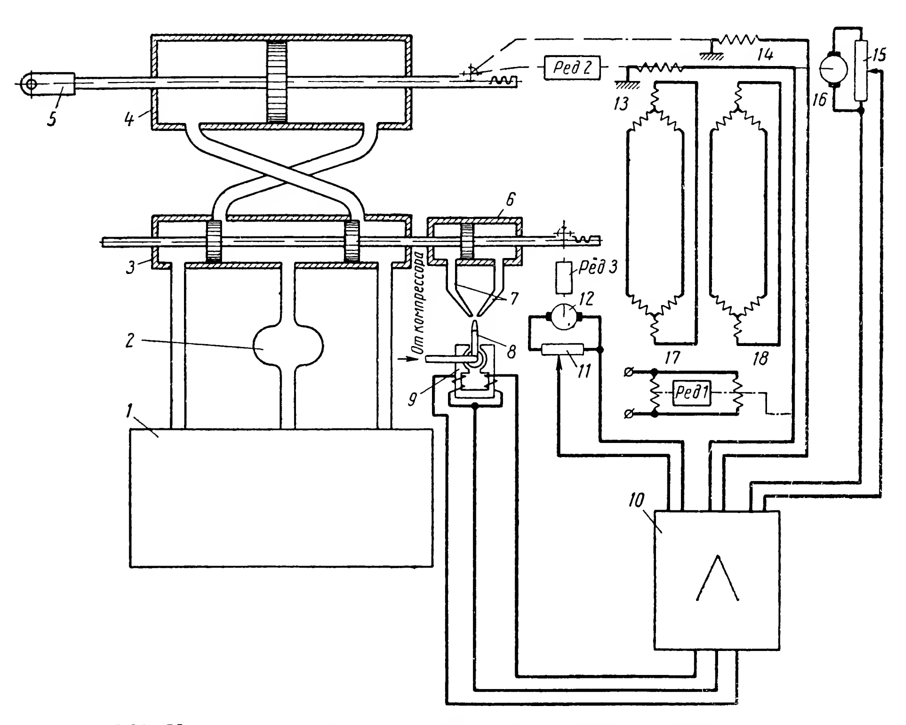


Фиг. IX.59. Амплитудные и фазовые частотные характеристики электропневматической следящей системы со струйным управлением и последовательным, и параллельным корректирующими устройствами:

а — частотные характеристики внутреннего замкнутого контура: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутого контура; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $\frac{1}{1+W_a(j\omega)}$; *б* — частотные характеристики разомкнутой электропневматической следящей системы со струйным управляющим устройством: *1* и *2* — соответственно амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W_в(j\omega)$; *3* и *4* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W'_в(j\omega)$; *5* и *6* — амплитудная и фазовая частотные характеристики для передаточной функции $W(j\omega)$

точного канала *17*, сельсин-приемник точного канала *13*). Электронный усилитель *10* не только разделяет сигналы (грубый от точного), но и выполняет роль усилителя напряжений по основному сигналу и сигналу обратных связей. На выходе электронного усилителя включен поворотный электромагнит *9* со струй-

ной трубкой *8*. Воздух от компрессора через струйную трубку и приемные сопла *7* поступает в пневматический цилиндр *6*. Шток пневматического цилиндра перемещает цилиндр гидравлического усилителя *3*. Рабочая жидкость из бака *1* шестеренчатым насосом *2* подается к гидравлическому усилителю. Гидравлический усилитель регулирует расход жидкости и подает



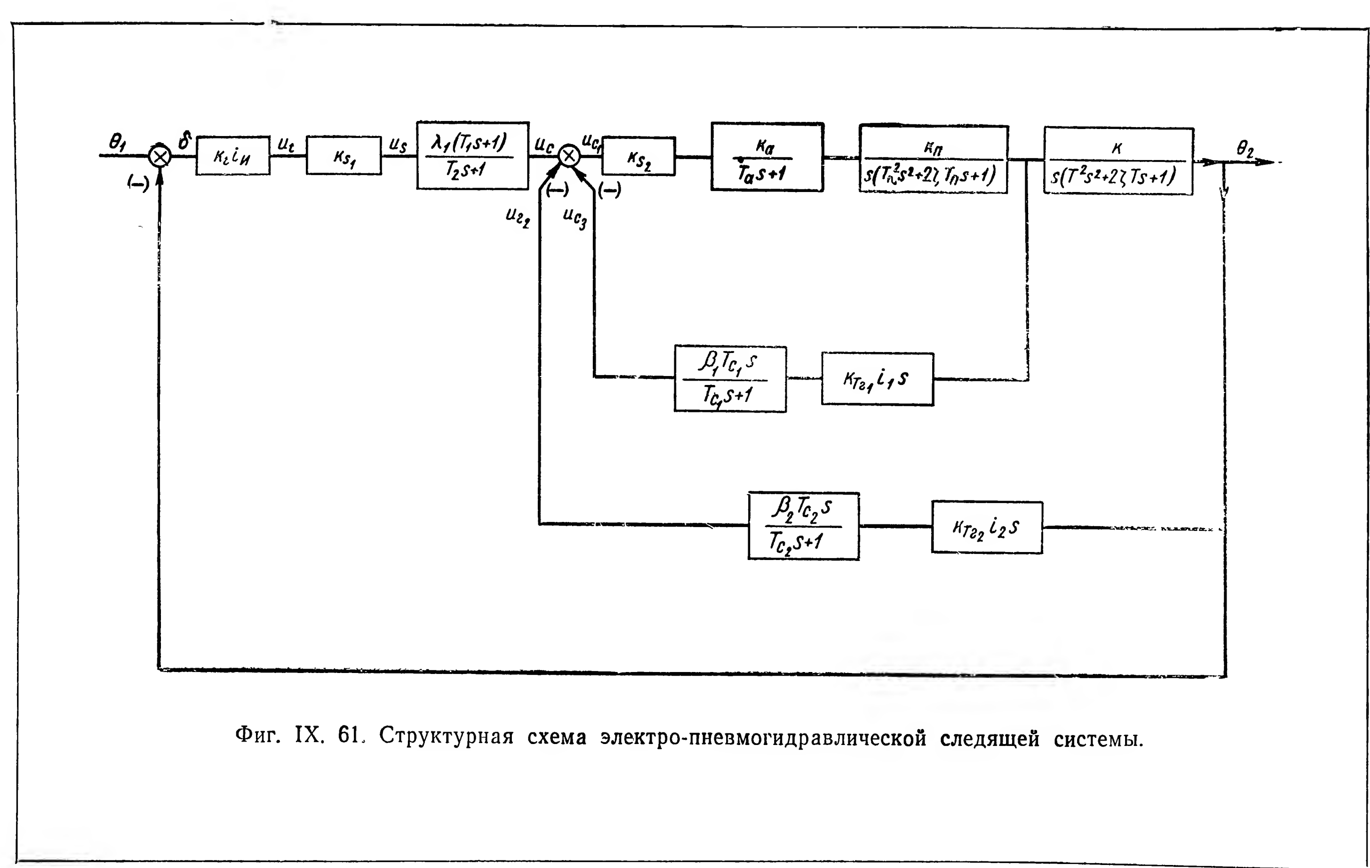
Фиг. IX.60. Упрощенная принципиальная схема электро-пневмогидравлической следящей системы:

Ред. 1 — редуктор точного сельсина-датчика; *Ред. 2* — редуктор точного сельсина-приемника; *Ред. 3* — редуктор тахогенератора

ее в правую или левую полости гидравлического силового цилиндра *4*. Левая часть штока *5* силового цилиндра *4* перемещает исполнительный механизм. Правая часть штока силового цилиндра через редуктор приводит во вращение роторы сельсинов-приемников точного и грубого каналов.

Для получения устойчивой работы всей системы применены три корректирующих устройства: последовательного типа с внутренним тахогенератором *12* и внешним тахогенератором *16*. Роторы тахогенераторов соединены через редукторы со штоками гидравлического и пневматического цилиндров.

Регулировка сигналов от параллельных корректирующих устройств осуществляется потенциометрами *11* и *15*.



Фиг. IX. 61. Структурная схема электро-пневмогидравлической следящей системы.

Выбор параметров электро-пневмогидравлической системы по требованиям устойчивости, качества и точности регулирования может быть выполнен с помощью структурной схемы, показанной на фиг. IX. 61. Существуют и другие типы электро-пневмогидравлических следящих систем[1]. В частности, некоторый интерес может представить система, в которой под действием сжатого воздуха рабочая жидкость поступает в полости силового гидравлического цилиндра. Следует заметить, что подобная система не может обеспечить высокого коэффициента регулирования скорости хода штока цилиндра из-за повышения коэффициента растворимости воздуха в рабочей жидкости и может применяться лишь в невысококачественных силовых следящих системах.

6. ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ВОЗДУХА КАК РАБОЧЕГО ТЕЛА И ВЫБОР ВОЗДУХОВОДОВ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Физические свойства воздуха как рабочего тела в пневматических силовых приводах оказывают существенное влияние на работу электропневматических следящих систем. Основными требованиями, предъявляемыми к воздуху как рабочему телу являются: малая влажность, отсутствие пыли, масла и прочих механических примесей.

Воздух, как и рабочие жидкости гидравлических передач, обладает вязкостью. В расчетах обычно пользуются не абсолютным коэффициентом вязкости воздуха μ, а значением кинематического коэффициента вязкости

$$\nu = \frac{\mu}{\rho} \; м^2/сек,$$

где μ — абсолютный коэффициент вязкости в *кг·сек/м²* ;

ρ — плотность воздуха в *кг·сек²/м⁴*.

Вязкость воздуха с повышением температуры увеличивается, что существенным образом отличает воздух от рабочих жидкостей гидравлических передач.

Влажность воздуха оказывает влияние на газовую постоянную R[*кГ·м/кг·град*]. Если рассматривать воздух как идеальный газ, то можно написать

$$\frac{p}{\rho g} = RT.$$

Для сухого воздуха $R = 29{,}27$ *кг·м/кг·град*, а для влажного воздуха с коэффициентом относительной влажности 0,8 имеем $R = 29{,}50$ *кГ·м/кг·град*. При выборе воздуховодов пневматических силовых приводов необходимо учитывать изменение коэф-

---

[1] См. «Системы, устройства и элементы пневмо- и гидроавтоматики», изд. АН СССР, 1959, а также «Вопросы пневмо- и гидроавтоматики», изд. АН СССР, 1960.

фициента кинематической вязкости и газовой постоянной воздуха. Как и для гидравлических трубопроводов, выбор воздуховодов в пневматических системах производится из условия получения допустимых потерь давления и получения минимального времени запаздывания. Потери давления в воздуховодах могут быть вычислены с помощью следующего выражения:

$$\Delta p_n = \rho \frac{v^2 L}{2D} f + \rho \frac{v^2}{2} \xi, \qquad (IX.132)$$

где первый член выражения обозначает потери давления по длине воздуховода L, а второй член — местные потери;

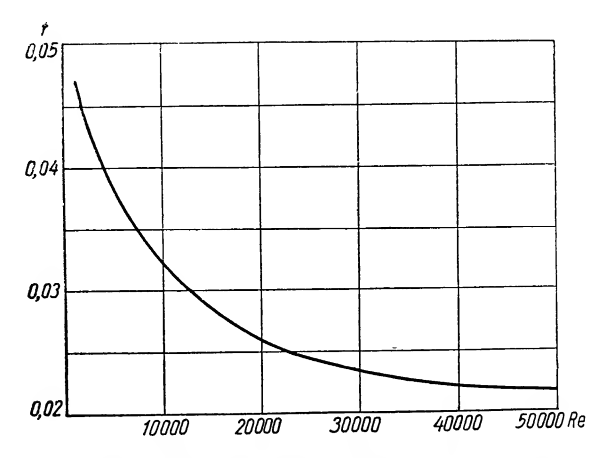
ξ — коэффициент местных потерь;

D — диаметр воздуховода;

f — коэффициент потерь на трение (зависит от числа Рейнольдса)

$$\mathrm{Re} = \frac{vD}{\nu}. \qquad (IX.133)$$

Диаметры воздуховодов в пневматических системах обычно выбирают в пределах от 5 до 30 *мм*. Скорости движения воздуха в трубопроводах составляют 10—15 *м/сек*, а в ряде случаев



Фиг. IX.62. Характеристика коэффициента трения в воздуховодах со средней степенью шероховатости поверхности.

и выше. Известно, что при $\mathrm{Re} > 2320$ в воздуховодах наблюдается, как правило, турбулентный режим движения воздуха. Усредненные значения коэффициента трения f для воздуховодов, имеющих среднюю степень шероховатости поверхности, были определены А. Н. Бежановым. На фиг. IX. 62 приведены значения коэффициента f в зависимости от величины Re.

Выбрав длину воздуховода L из условия допустимой величины потерь на давление Δp_n, можно перейти к определению времени запаздывания τ'. По аналогии с гидравлическими трубопроводами определяем время распространения воздушной волны от золотника до силового цилиндра по следующей формуле:

$$\tau' = \frac{L}{a}, \tag{IX.134}$$

где τ' — время запаздывания;

L — длина воздуховода;

a — скорость воздушной волны в воздуховоде.

Скорость воздушной волны зависит от температуры окружающей среды и может быть найдена по формуле

$$a = \sqrt{gkRT}, \tag{IX.135}$$

где k — показатель адиабаты, равный 1,4.

Если принять, что $R = 29{,}27$, то формулу (IX.135) можно записать в виде

$$a = 20\sqrt{T}. \tag{IX.136}$$

Рассмотрим порядок выбора воздуховодов в пневматической системе. По заданному расходу воздуха Q определяем внутренний диаметр трубы по следующей формуле:

$$D = (30 \div 40)\sqrt{Q}. \tag{IX.137}$$

По выражению (IX.132) находим длину воздуховода, если задано допустимое значение потерь на давление Δp_n. Далее определяется толщина стенок воздуховодов из условия прочности

$$h \geqslant \frac{pD}{2|\sigma_\partial|}. \tag{IX.138}$$

Если h получается меньше 0,5—0,8 *мм*, то толщину стенок следует брать по конструктивным соображениям, но не меньше 0,5—0,8 *мм*. По формуле (IX.135) определяется скорость распространения воздушной волны в воздуховоде, и из формулы (IX.134) находится время запаздывания τ'. Зная время запаздывания τ', можно передаточную функцию пневматического привода записать в виде

$$W(s) = \frac{ke^{-\tau' s}}{s(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)}. \tag{IX.139}$$

Все динамические расчеты электропневматических систем следует вести используя передаточную функцию (IX.139). Передаточной функцией (IX.128) следует пользоваться лишь при очень коротких воздуховодах. В заключение укажем, что вре-

мя запаздывания τ' в воздуховодах примерно в 3—4 раза больше времени запаздывания в гидравлических трубопроводах. Поэтому даже относительно небольшие длины воздуховодов вносят существенные фазовые искажения в электропневматические следящие системы, приводящие к значительному снижению запасов устойчивости во внутренних контурах, а также всей системы по фазе и модулю. Из-за этого явления некоторые электропневматические системы не представляется возможным сделать устойчивыми, какие бы сложные корректирующие устройства в них не применялись.

Единственным способом получения устойчивости таких систем является уменьшение длины воздуховодов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Башта Т. М. Самолетные гидравлические приводы и агрегаты. Оборонгиз, 1951.
2. Бежанов Б. Н. Пневматические механизмы. Машгиз, 1959.
3. Литвин-Седой М. З. Гидравлический привод в системах автоматики. Машгиз, 1956.
4. Локк А. С. Управление снарядами. Гостехиздат, 1957.
5. Ольман Е. В, Соловьев Я. И., Токарев В. П. Автопилоты. Оборонгиз, 1946.
6. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. II, кн. 1. Машгиз, 1959.
7. Основы электрооборудования самолетов и автомашин. Под ред. А. П. Ларионова. Госэнергоиздат, 1955.
8. Фезандье Ж. Гидравлические механизмы. Оборонгиз, 1960
9. Хаймович Е. М. Гидроприводы и гидроавтоматика станков. Машгиз, 1959.
10. Холзунов А. Г. Основы расчета пневматических приводов. Машгиз, 1959
11. Челомей В. Н. О пневматических сервомеханизмах. «Изв. АН СССР. Отделение технических наук», 1954, № 5.

ЛИТЕРАТУРА

(Русские и иностранные книги и статьи за 1958—1963 гг.)

1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ УПРАВЛЕНИЯ И КИБЕРНЕТИКА.

Анисимов С. Ф. Человек и машина (Философские проблемы кибернетики). М., Об-во по распространению полит. и научных знаний РСФСР, 1959.

Анохин Ц. К. Физиология и кибернетика. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 262—305.

Артоболевский С. И. Системы управления циклами движения технологических машин-автоматов. Сб. «Автоматиз. процессов машиностроен.» Т. 1. АН СССР, 1962, с. 244—253.

Берг А. И. Кибернетика и некоторые технические проблемы управления народным хозяйством. «Вопросы философии», 1961, № 2, с. 11—24.

Берг А. И. Проблемы управления и кибернетика. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 134—179.

Бокарев В. А. О принципиальных возможностях совершенствования кибернетических устройств. «Науч. докл. высш. школы Филос. н.», 1962, № 2, с. 91—97.

Веников В. А. Физическое моделирование и кибернетика (применительно к проблемам электрических систем). «Докл. 4-й Межвуз. конференции по применению физ. и матем. моделирования в различн. отраслях техн.» Сб. 4. М., 1962, с. 471—479.

Винер Н. Кибернетика или управление и связь в животном и машине. М., изд-во «Советское радио», 1958.

Винер Н. Кибернетика и общество. ИЛ, 1958.

Волошинова Е. В., Штильман Е. В. О моделировании процессов обучения в автоматических системах. Сб. «Автомат. регулирование и упр.» М., АН СССР, 1962, с. 188—199.

Глушков В. М. Вычислительные машины и автоматизация управления производством. «Вестн. АН СССР», 1962, № 4, с. 86—90.

Зятицкий В. А. Моделирование загрузки памяти кибернетического устройства методом самоанализа. «Радиотехн. и электроника», 1961, т. 6, № 7, с. 1049—1054.

Иванов С. Г. Некоторые философские вопросы кибернетики. Общество по распространению полит. и научн. знаний РСФСР. Л., 1960.

Івахненко О. Г. Про застоеування теорії інваріантності та комбінованого керування до сінтезу і аналізу систем, що навчаються. «Автоматика». 1961, № 5, с. 3—12.

Ильин В. А. Некоторые вопросы науки о системах управления. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 213—226.

Кибернетический сборник. 5. Сб. перев. Ред. Ляпунов А. А., Лупанов О. Б., Рикко Н. Н. М., ИЛ, 1961.

Клейн М. Л., Морган Г. С., Аронсон М. Г. Цифровая техника для вычислений и управления. М., ИЛ, 1960.

[1] Перечень составлен инж. О. М. ШУМСКОЙ.

Корбинский А. Е., Корендясев А. И., Левковский Е. И. Классификация машин-автоматов по информационным признакам. «Изв. АН СССР Отд. техн. н., «Энергетика и автоматика», 1961, № 6, с. 1—3.

Колбановский В. Н. О некоторых спорных вопросах кибернетики. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 227—261.

Кольман Э. О философских и социальных проблемах кибернетики, Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 89—109.

Косса П. Кибернетика. От человеческого мозга к мозгу искусственному. М., ИЛ, 1958.

Костюк О. М. Допитання класифікації автоматичних систем за принципами керування, «Автоматика», (Київ), 1962, № 4, с. 12—22.

Красовский А. А., Поспелов Г. С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.— Л., Госэнергоиздат, 1962.

Ляпунов А. А., Китов А. И. Кибернетика в технике и экономике. «Вопросы философии», 1961, № 9, с. 79—88.

Нетушил А. В., Круг Г. К., Лецкий Э. И. Применение «обучающихся» систем для автоматизации сложных производственных процессов. «Изв. высш. учебн. заведений. Машиностроение», 1961, № 12, с. 121—129.

Пасынский А. Г. Некоторые проблемы биохимической кибернетики. «Вестн. АН СССР», 1962, № 4, с. 25—31.

Про шляхи розвитку кібернетики, «Автоматика», (Київ), 1962, № 3, с. 85—86.

Семков Б. Ф. Философские вопросы кибернетики. «Вестн. АН СССР», 1962, № 9, с. 128—131.

Сертейчук К. Я. Проблемы связи и кибернетики. Сб. «Кибернетику— на службу коммунизму». Т. I. М.— Л., Госэнергоиздат, 1961, с. 94—106.

Солодовников В. В., Батков А. М., Бредис А. А., Матвеев П. С. Методы математической статистики и теория автоматического управления. Сб. статей «Автоматическое управление и вычислительная техника». М., Машгиз, 1958, с. 7—28.

Солодовников В. В., Пуцилло В. П. Комплексная автоматизация и проблема автоматического управления. Сб. «Комплексная механизация и автоматизация подъемно-транспортных работ в машиностроении». М., Машгиз, 1962, с. 7—24.

Солодовников В. В. Кибернетика, автоматика, проблема автоматического управления и управляющие машины. Сб. статей «Применение вычислительной техники для автоматизации производства». М., Машгиз, 1961, с. 7—19.

Солодовников В. В. Некоторые научные проблемы комплексной автоматизации. «Вестник АН СССР», изд. АН СССР, 1959, № 8.

Солодовников В. В. Об алгоритмах управления и управляющих машинах для комплексной автоматизации. Сб. статей «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 3. М., Машгиз, 1958, с. 5—35.

Солодовников В. В. О научных основах комплексной автоматизации. «Приборостроение», 1958, № 6.

Солодовников В. В. Основные черты технической кибернетики. Сб. статей «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 1. М., Машгиз, 1958, с. 5—21.

Трапезников В. А. Кибернетика и автоматическое управление. «Природа», 1962, № 4, с. 27—34.

Типухин В. Н. Кибернетика и труд. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 325—337.

Украинцев Б. С. О возможностях кибернетики в свете свойства отображения материи. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 110—133.

Фролов Ю. П. Диалектика живой природы и современная кибернетика. Сб. «Филос. вопросы кибернетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 306—324.

Хусид С. Е., Кожевников В. В. Применение вычислительной техники на Магнитогорском металлургическом комбинате. «Сталь», 1962, № 8, с. 760—763.

Шамотин С. М. О кибернетике и сфере ее применения. В сб. «Филос. вопросы кибенетики». М., Соцэкгиз, 1961, с. 6—85.
Эшби У. Р. Введение в кибернетику, М., ИЛ, 1959.
Иномата Сюдзи. Интеллектуальные возможности машины и обработка информации. «Отомэсен гидзюцу Office and Industr. Automat», vol. 3, 1961, № 8—9, p. 27—35.
Хирабаяси хироёси. Автоматическое управление производственными процессами. «Сэкию то сэкию кагаку», vol. 6, 1962, № 1, p. 105—107.
Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Organismen. Vort., Geb. Kybernetik, gehalt NTG—Fachtag, Karlsruhe, 11—12, Art., 1962, Stuttgart, S. Hurzel, Verl., 1961.
Awad J. Quelques eguipements de gestion. «Gestion», Vol. 5, juin, 1962, p. 286—291.
Balda Milan. Klasifikace automatu. «Automatizace», v. 4, 1961, № 2, p. 34—37.
Beer Stafford. What has Cybernetics to do with operational research? «Operat. Res. Quart», vol. 10, 1959, № 1, p. 1—21.
Carlson Walter M. Computers — the key to total systems Control: an industrial viewpoint. «Communs Assoc, Comput. Mach.», vol. 5, 1962, № 3, p. 172—173.
Cartwright W. F., Thomas G. W. The integration of production planning, electronic data processing, and process control. «J. Iron and Steel Inst.», vol. 198, 1961, № 3, p. 250—256.
Diebold John. Extending man's intellect, «Automat. Data Process», vol. 3, 1961, № 11, p. 20—22.
Extending man's intellect, «Data Process», vol. 3, 1961, № 11, p. 26—29.
Foltzcharless I. Aids to teaching: a survey of the current status of teaching machines. «Appl. programed, instruct.» New York — London, John Wiley and Sons, Inc., 1962, p. 219—240.
George F. H. Cybernetics in industry, «Impulse», 1959, № 8, p. 18—22.
George F. H. Developments in cybernetics, «Automat. Progr.», Vol. 6, 1961, № 4, p. 127—130.
Gibson John E., McVey Eugene S. Multidimensional adaptive Control, «Proc. Nat. Electronics Conf.», Vol. 15, 1960, p. 17—26.
Grabbe E. M. Review of digital compyter control applications. «Trans. Soc. Instrum. Technol.», vol. 14, 1962, № 2, p. 153—157.
Handbook of automation, Computation and Control. Vol. 2, Computers data processing. Eds Grabbe Eugene M., Romo Simon, Wooldridge Dean E, New York, John Wiley, Sons, Inc., 1959.
Harris W. R., Harder E. L. Control computers extend scope of industrial automation. «Iron Age», vol. 188, 1961, № 10, p. 104—106.
Hawkins J. K. Self—organizing. sistems. (A rewiew and commentary), «Proc. IRE», vol. 49, 1961, № 1, p. 31—48.
Jacobs O. L. R. A review of self — adjusting systems in automatic control. «J. Electron. and Control», vol. 10, 1961, № 4, p. 311—322.
Johnson D. L. Digital computers. «Frend Engng Univ. Wash, vol. 13, 1961, № 3, p. 24—25.
Lecchi G. P. Tipi principali di controllo dei processi industriali mediante sistemi elettronici numerici. «Automaz. e strum», vol. 10, 1962, № 2, p. 89—95
Lindgren Nilo. Bionics. Part I, Electronics and the life sciences, «Electronics», vol. 35, 1962, № 6, p. 37—42.
Lindgren Nilo. Bionics. Part II, Aminal sensors and electronic analogs. «Electronics», vol. 35, № 7, 1962, p. 40—43.
Marret C. Supervishon et optimisation des processus de fabrication par calculatrice humerique. «Techn. mod», vol. 53, 1961, № 4, p. 137—140.
Mosenfelder Donn, Margulies Stuart, Chaikin M. J. About those teaching machines. «Amer. Machinist/Metalwork. Manufact.», vol. 106. 1962, № 12, p. 87—89.
Radcliffe Arthur J. Jr. Man—maschine communication. «Proc. IRE», vol. 50, № 4, Part. I, 1962, p. 482.

Sayers B., McA. Self-organizing systems. «Exposit. Adapt. Control», Oxford—London—New York—Paris, Pergamon Press, 1962, p. 22—35.
Soresini Franco. Il Calcolo automatico, II, La cibernetica, «Electrificazione», 1960, № 10, «Elettron. industr. ed energia nucleare», vol. 4, № 10, p. 151—154.
Truxal John G. Computers in automatic control systems, «Proc. IRE», vol. 49, 1961, № 1, p. 305—312.
Truxal John G. Trends in adaptive control systems. «Proc. Nat. Electronics Conf.», vol. 15, 1960, p. 1—16.
Uccelli Franco. Sulla Classificazione degli automatismi. «Automaz. e automat», vol. 5, 1961, № 5, p. 5—8.
Westcott J. H. An exposition of adaptive control, Ed. Oxford, Pergamon Press, 1962
Wiley Cletus M. Self-organizing systems near nardware. «Electronics», vol. 35, 1962, № 23, p. 20—21.

2. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

а) Общие вопросы

Дудников Е. Г. Динамические характеристики автоматических регуляторов и аппаратура для их исследования. Сб. трудов. Вып. 1. М., 1959.
Карпин Е. Б. Весоизмерительные автоматы. Машгиз, 1958.
Кириллов И. И. Автоматическое регулирование паровых и газовых турбин. М., Машгиз, 1961.
Красивский С. П. Основы автоматизации и телемеханизации производства М., Профтехиздат, 1960.
Кринецкий И. И. Основы автоматического регулирования химических процессов. Киев, Гостехиздат, 1958.
Лоссиевский В. Л., Плискин П. Г. Вопросы автоматизации непрерывных производственных процессов. М., АН СССР, 1960.
Лоус К. А. Применение автоматической обработки данных в контрольно-измерительной технике и в системах управления технологическими процессами. Труды I Международного конгресса Международной федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 858—875.
Миронов К. А., Шипетин Л. И. Автоматические регуляторы. Справочные материалы. М., Машгиз, 1961.
Справочная книга по технике автоматического регулирования. Под ред. Д. Д. Трансела М.— Л., Госэнергоиздат, 1962.
Стефани Е. П. Основы расчета настройки регуляторов теплоэнергетических процессов. М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.
Стрейц Владимир, Балда Милан, Крампера Милослав. Применение автоматического регулирования в промышленности. М., Гостоптехиздат, 1960.
Шевяков А. А. Автоматика авиационных силовых установок. Оборонгиз, 1960.
Bürklin H. Elektrische, pneumatische und elektro—pneumatische Regler. «Chem—Ingr—Techn.», Bd. 33, 1961, № 12, S. 805—807.
Csordás Z., Jánoky L., Orbán M., Iranyitastechnika, 2, atdolg. es leny böv. kiad., Budapest, Müszaki Könyvk., 1961.
Draper Charles S. Control systems. «Discovery», vol. 23, 1962, № 10, p. 45—49.
Ein Kontaktloses Steuersystem. «Masch. und Werkzeug—Europa Technik», Bd. 62, 1961, № 4, S. 18, 20, 22, 24.
Frede W. E. Eingeschaften und Anordnungsmöglichkeiten von Regelkreisgliedern. «Automatik», Bd. 6, 1961, № 5, S. 181—183.
Handbuch der Regelungstechnik. Berlin, Springer, 1961.
Herscovici Harri, Cálusitá Mioara, Serban Rodica. Tendinte moderne in constructia regulatoarelor automate electronice. «Automat si electron», vol. 4, 1960, № 2, p. 65—70.

House Robert G. How to select the right temperature controller. «Design Engng», vol. 6, 1960, № 10, p. 45—49.

Jahn Siegfried Elektrisch Steuern und Regeln, Einführung und praktischer Wegweiser zur Verwendung von Steuer- und Regelgeräten, München. Richard Pflaum, 1960.

Lana Sarrate J. Introduccion a la automatica, Estudio de la medicion y regulacion de los procesos industriales, Barcelona, «Reverte», 1960.

MacKay D. M. Information and learning. «Lernende Automaten», München, R. Oldenbourg, 1961, S. 40—49.

Pestel Eduard, Kollmann Eckhard. Grundlagen des Regelungstechnik, Ein Lehrbuch für Studierende und Ingenieure, Braunschweig, Friedr. Vieweg &. Sohn., VIII, 1961.

Process control systems. «Instrum. and control syst.», vol. 35, 1961, № 3, p. 107—110.

Raven F. J. Automatic control engineering. New York, McGraw—Hill Publ. Co., 1961.

Sahulka Jiři. Princip měricich metod a přistroju pro mechanizaci a automatizaci rozměrově Kontroly ve strojirenskě vyrobě. «Automatizace», 5. 1962, № 7, 190—193.

Über die Bedeutung elektronischer Regler, «Masch. und Werkzeug — Europa Technik», Bd. 61. 1960, № 27, S. 5—7.

West John C. Analytical techniques for non-linear control systems. Princeton, N. J., D. Van Nostrand Co., Inc., 1961.

Zühlsdorf W. Kleines Handbuch der Steuerungstechnik, Berlin, Technik, 1961.

б) Гидравлические регуляторы

Дворецкий В. М. Малогабаритный гидравлический регулирующий блок ИАТ АН СССР. Сб. докладов и сообщений семинара. Изд. АН СССР, 1958.

Дворецкий В. М., Кичин И. Н., Хохлов В. А. Малогабаритный гидравлический регулирующий блок МГРБ—1. Филиал ВИНИТИ АН СССР. Передовой научно-технический и произв. опыт. Тема 34, № П-59-13/4, М., 1959.

Лившиц Б. Я., Шаповал М. И., Иванов Н. П. Автоматизация коксовых печей. «Кокс и химия», 1961, № 3, с. 26—29.

Мотулевич Д. Ю., Ястребенецкий М. А. Сравнительная оценка гидравлических и электрогидравлических регуляторов завода «Теплоавтомат». «Приборостроение», 1961, № 8, с. 6—8.

Мотулевич Д. Ю., Ястребенецкий М. А. Современные зарубежные электрогидравлические регуляторы. (Обзор). «Приборостроение», 1961, № 10, с. 20—25.

Ступак Б. Ф. Элементы гидроприборов. Сб. докладов и сообщение семинара. Изд. АН СССР, 1958.

Тайлер С. Р., Рагглз Р., Велборн Д. Б. Теоретические и практические методы при проектировании регулятора газотурбинного двигателя. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр.. М., АН СССР, 1961, с. 767.

Harrison Howard L. Nullposition flow forces in 3—way servovalves. «Hydraul. and Pneumat», vol. 14, 1961, № 7, p. 81—82, 84—86.

Hydraulic tension control. «Automat. Progr.», vol. 7, 1962, № 1, p. 5.

Hydraulic jet regulator. «Measurem. and control», vol. 1, 1962, № 3, p. 114—118.

Sazavsky J. K. Automatic control systems for gas mixing stations. «Iron and Steel Engr», vol. 38, 1961, № 1, p. 117—122.

Stromregler für hydraulische Anlagen. «Industriekurier. Techn. und Forsch.», Bd. 14, 1961, № 24, S. 433.

The fluid triode. «Mach. Design», vol. 32, 1960, № 6, p. 14—15.

Vitek Felix. Hydraulický regulačni system. «Měřent a regul», 1960, № 4. S. 35—37.

в) Пневматические регуляторы

Абрамов Ф. А., Беренштейн С. И., Волик Б. Г. Пневматическая установка для автоматического поддержания постоянного давления в подъемных выработках. «Изв. высш. учебн. заведений. Горн. ж.», 1961, № 10, с. 149—153.

Аганин И. Х. Помехоустойчивый пневматический экстремальный регулятор для медленно текущих производственных процессов. «Приборостроение», 1961, № 2, с. 13—17.

Аркадьев А. Г., Марьяновский Я. М., Подгоецкий М. Л., Шварцер В. И., Шнееров М. С. Обратная связь по реакции воздушной струи в пневматических преобразователях с силовой компенсацией. «Приборостроение», 1961, № 2, с. 5—7.

Березовец Г. Т. Пневматические регуляторы соотношений без механических делителей. Сб. докладов и сообщений семинара. Изд. АН СССР, 1958.

Берендс Т. К., Таль А. А. Пневматические релейные схемы. Труды I Международн. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр., М, АН СССР, 1961, с. 431—447.

Высоцкий А. В., Слуцкий М. Б. Испытания пневматического прибора для активного контроля. «Измерит. техника», 1962, № 1 с,. 12—13.

Городецкий Ю. Г. Пневматические приборы для измерения размеров в машиностроении. Сб. «Приборостроение и средства автоматиз. контроля». кн. 2, М., 1960, с. 5—36.

Гохберг М. М. Автоматизация производственных процессов с помощью пневматических устройств. Барнаул, Алтайск. кн. изд., 1960.

Жутовский М. И., Голосовский А. Я. Пневматическая агрегатная унифицированная система контроля и регулирования АУС. «ЦБТИ приборостр. и средств автоматизации ЦНИИКА». М., 1958.

Зайгермахер Д. М., Савельева К. А. Пневматические приборы с центробежной обратной связью. «Приборостроение», 1962, № 2, с. 29—30.

Козлов И. Ф., Левин В. И. Пневматический регулирующий блок АУС с расширенным верхним пределом настройки диапазона дросселирования. «Приборостроение», 1961, № 2, с. 1—5.

Козлов И. Ф. Новые малогабаритные пневматические приборы автоматического контроля и регулирования, разработанные в НИИТеплоприбор. Сб. докладов и сообщений семинара. Изд-во АН СССР, 1958.

Лемберг М. Д., Лукьянов Н. Г., Майзель Л. М., Эйгенброт В. М. Новые схемы и средства пневмоуправления. «Механиз. и автоматитиз. произ-ва», 1962, № 2, с. 31—34.

Ли С. У. Сервозолотник с обратной связью по расходу и динамические характеристики системы, состоящей из золотника и инерционной нагрузки. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М, АН СССР, 1961, с. 543—554.

Мордхелович И. И., Родов А. Б. Автоматизация производственных процессов средствами пневматики. М., Профтехиздат, 1961.

Никитин В. А. Пневматическая агрегатная унифицированная система (АУС) — основа комплексной автоматизации в нефтеперерабатывающей промышленности. Сб. «Вопросы пневмо- и гидроавтоматики. М., АН СССР, 1960, с. 123—131.

Норман Х. Пневматические автоматические регуляторы, выпускаемые таллинским заводом «КИП». Изд. Гос. научно-техн. комитет Сов. Министров Эстонской ССР. Таллин, 1958.

Островский Ю. И. Пневматический экстремальный регулятор ИАТ АН СССР. Сб. докладов и сообщений семинара. Изд-во АН СССР, 1958.

Прусенко В. С. Элементы пневмоавтоматики для регулирования тепловых процессов. М.— Л., Госэнергоиздат, 1961.

Пугинский В. А. Пневматический компенсационный плотномер жидкости типа ПЖК-1. «Приборостроение», 1962, № 2, с. 26—27.

Тагаевская А. А. Устройство для применения пневматического экст-

ремального регулятора на объектах с несколькими регулирующими органами. Сб. «Вопр. пневмо- и гидроавтоматики». М., АН СССР, 1960, с. 158—161.

Таль А. А. О возможности создания пневматического регулятора с автоматической перенастройкой по нагрузке. Сб. докладов и сообщений семинара. Изд-во АН СССР, 1958.

Филоненко Н. Г. Применение блоков пневматической системы МАУС в автоматизации производства. «Бум. про-сть», 1960, № 7, с. 11—12.

Шнееров М. С. Пневматическая агрегатная схема. Сб. докладов и сообщений семинара. Изд-во АН СССР, 1958.

Ионэдзава Йо. Test for pneumatic controllers of deflection type. «Сэйгё когаку, J. Japan Assoc. Automat. Control Engrs», vol. 4. 1960, № 6, p. 340—346.

Brožovský Václav, Vejvoda Jiři, Bina Ladislav. Nizkotlaky pneumaticky regulačni system ZPA «Měřeni a regul», 1960, № 4, 10—26.

Chmúrny Daniel. Doterajšie Skusenosti s pristrojmi pneumatickeho řegulačného systému ZPA — Praha s rorsahom ladeného tlaku vzduchu, 0,3—1 atp. «Automatizace», 5, 1962, № 7, 195—197.

Competent Cl., a GST új egysegszabalyozoja. L. I., «Meres es automat.», 10, 1962, № 5, 158—160.

Der P—Regler des Telepneu—Regel—Systems. «Automatik», Bd 6, 1961, № 11, S. 441—442.

Ferner V. Kierunki rozwoju automatyzacji pneumatycznej. «Pomiary, automat., kontrola», 8, 1962, № 4, S. 185—188.

Futro Jiri. Pnematicky programový regulátor. «Měřeni a regul», 1961, № 3, p. 23—26.

Habermann A. Der Regler mit Rückführung. «Ind.— Rundschau», Bd. 16, 1961, № 1, S. 23—31.

Holbrook E. L. Pneumatic logic—III positioning and sequencing, «Control. Engng», vol. 8, 1961, № 11, p. 110—113.

Karg. Einfluß von Rück—führungsänderunge beim TELEPNEV — Regelsystem. «Automatik» Bd. 6, 1961, № 8, S. 313—314.

Kowalski Hans. Jl regolatore pneumatico Eckardt a soffietti incrociati. «Automaz. e Strum», 9, 1961, № 4, 205—209.

Kowalski H. Über das Anfahren von Regelstrecken mit pneumatischen Reglern. «Regelungstechn. Prax.» Bd 4, 1962, № 2, S. 59—62.

Kovaly Joe N. Pneumatic Controllers. «Instrum. and Control Syst.», vol. 33, 1961, № 12, p. 2088—2089.

Link František, Šula Oldřich. Vysokotlaký pneumatcký regulačni Systém ZPA. «Měřeni a regul», 1960, № 4, 26—34.

Neuzeitliche Einheitsregler. «Energie und Techn.», Bd. 13, Sept., 1961, S. 327—328.

Mamzic Charles L. Using pneumatic analog computing elements for control. «Control Engng», vol. 8, 1961, № 4, p. 105—110.

Mickle E. W. Pneumatic control system. «Relrig. J.», vol. 14, № 9, 37, 1961, p. 39—40.

Mixing solids and liguids by ratio. «Measurem. and Control», vol. 1, 1962, № 8, p. 369—373.

Murdoch Samuel M. Automation with air gaging. «Grind. and Finisch.», vol. 8, 1962, № 5, p. 48—53.

Pilot positioner simplifies and improves control system. «Automat. Control», vol. 14, 1961, № 3, p. 366.

Pneumatischer Programmschalter. «Regelungstechnik», Bd. 9, 1961, № 8, S. 349—350.

Pneumatic temperature control. «Instrum. and Control. syst.», vol. 34, 1962, № 12.

Programmregler. «Regelungstechnik», Bd. 9, 1961, № 8, S. 353—354.

Régulation de la pression de l'air comprimé d'une installation á debit non constant. «Automation», 1961, № 51, p. 45, p. 47—49

Röhm Hubert. Differnzdruck—Meßumformer II. «Arch techn. Messen», 1959, № 283, S. 165—168.

Strohrmann G. Bedingungen für das Stoßfreie Umschalten von pneumatischen Reglern. «Regelungstechn. Prax.» Bd. 2, 1960, № 4, S. 161—164.

Taylor W. J. Interlocking air circuits for reliable sequencing. «Hydraul and Pneumat.», vol. 14, 1961, № 10, p. 80—88.

Teed Jack T. Pneumatic vs electronic. «ISA Journal», 1962, vol. 9, № 2, p. 37—40.

Vandrovec Miloslav. Adapter s Pi—regulátoren a Pi—regulator pro samostatne pouziti. «Měřeni a regul», 1961, № 3, p. 26—28.

Walle L. I. Packaged pneumatic programmer provides versatile control. «Automation», vol. 9, 1962, № 2, p. 71—76.

г) Электрические и электронные регуляторы

Аганин И. Х. Экстремальный регулятор шагового типа и результаты его испытаний на туннельной печи. «Приборостроение», 1960, № 9, с. 17—19.

Агафонова Л. И., Рубчинский В. М. Регулятор температуры фирмы Гартман и Браун. «Приборостроение», 1961, № 2, с. 25—26.

Андреев С. В., Мартенс Б. И., Трушинский А. Н. Полупроводниковый прибор для автоматического дистанционного измерения и регулирования температуры. «Измерит. техника», 1961, № 11, с. 23—27.

Бернштейн И. М., Голант А. И. Получение регулирующего импульса по первой производной с помощью серийного регулятора ИР-130. «Приборостроение», 1960, № 10, с. 4—7.

Бутусов И. В. Автоматические контрольно-измерительные и регулирующие приборы. Л., Гостоптехиздат, 1958.

Варшавский О. Г. Регуляторы ВТИ, как оптимальные регуляторы. «Приборостроение» 1961, № 11, с. 3—5.

Васильев В. Г., Шарля И. Динамические характеристики изодромного регулятора типа ИР-130. «Тр. Харьковского политехн. ин-та», т. 30, 1960, № 1, с. 57—71.

Ватанабэ Хадзимэ. Проблемы электронных систем управления процессами. Приборы типа «Микросен», «Кэйрё Канри, J. Instrum. Control Assoc., Japan» vol. 9, 1960, № 6, p. 220—226.

Вильсон Д. М. Схема электронного регулятора температуры жилых помещений. Сб. «Схемы промышл. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. Изд-во ИЛ, 1959.

Голованов О. В. Электронный автоматический регулятор оптимизации технологических процессов. «Тр. Моск. ин-та хим. машиностр.», 1960, № 20, с. 43—53.

Давыдов Ю. С., Михайлов И. Т. Полупроводниковый пропорциональный регулятор температуры. «Холодильная техника», 1961, № 3, 7—10.

Доннер В. Пропорциональный тепловой регулятор для поддержания температуры в камере. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Дэвис Е. Т., Алден В. Б., Уайет Ф. Г. Регулятор температуры с термопарой в качестве чувствительного элемента. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Ерофеев А. В. Бесконтактный регулятор температуры на полупроводниках. «Приборостроение», 1962, № 3, с. 15—18.

Журин Г. М., Лапин Г. А. Дистанционно-автоматическое управление скребковыми конвейерами (с применением электронных приборов). Свердловск, ЦБТИ, 1958.

Иосельсон Г. Л., Дзюба А. С. Терморегулятор для систем на полупроводниковых термоэлементах. «Измерит. техника», 1962, № 5, с. 23—24.

Карибский В. В. Новые средства автоматики и телемеханики. «Приборостроение», 1961, № 9, с. 4—9.

Касперовичюс П. Электрические регуляторы температуры в сушильной камере шлихтовальной машины. «Текстильная промышленность», 1960, № 4, с. 56—57.

Климовицкий М. Д. Автоматическое изменение задания и настройки промышленного регулятора. «Приборостроение», 1962, № 6, с. 4—5

Климовицкий М. Д., Корнилов Р. В. Опыт применения экстремальных регуляторов на методической печи. «Приборостроение», 1961, № 11, с. 8—9.

Колетский Г. Измеритель температуры для авиационных реактивных двигателей. Сб. «Схемы промышл. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. изд. ИЛ, 1959.

Колетский Г. Мост со следящей системой для измерения температуры реактивного двигателя. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Коробко М. И., Микрюков Б. Г., Шумилов К. А. Система автоматического контроля и регулирования распределения дутья по фурмам доменной печи. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 529—535.

Коулс Р. Прибор для автоматического регулирования влажности ткани или бумаги в процессе производства. Сб. «Схемы промышл. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Курылев Е. С., Голянд М. М., Фишман М. А. Многоточечный регулятор температуры на полупроводниковых элементах. «Холодильн. техника», 1962, № 1, с 4—7.

Кэрролл Д. М. Замкнутая система регулирования, обеспечивающая воздействие по производной и интегралу. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Липатов Л. Н. О возможностях электронных устройств РУ5-01(02). «Приборостроение», 1960, № 2, с. 9—10.

Ма Дзу-у, Чжуэ Ши-чан, Хуан Дзю-ю. Применение регуляторов с тепловой обратной связью на металлургических предприятиях. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 505—516.

Миронов В. Д. Схемы регулирования процесса горения в топках паровых котлов (из опыта ВТИ), М., Моск. дом научно-технич. пропаганды им. Ф. Э. Дзержинского, 1958.

Мирошникова М. Р. Контрольно-измерительные приборы и автоматика (в химической промышленности). М., Всесоюз. заочн. химико-технолог. техникум, 1958.

Митюшин Н. Г., Кузьмин И. Л., Яковлев Ю. А. Автоматические регуляторы температуры с полупроводниковыми датчиками. «Текстильная промышленность», 1961, № 9, с. 72—73.

Петканчин Л. Автоматични регулятори. «Електроенергия», т. 11, 1960, № 5, с. 14—17, (Болг.).

Похило Н. П., Будько О. А., Трофименко Г. А. Регулятор температуры повышенной точности для термостатов. «Научн. зап. Одесск. политехн. ин-та», 1962, № 38, с. 64—69.

Предерсен С. Р. Система регулирования скорости потока жидкости при помощи весов, взвешивающих жидкость. Сб. «Схемы промышл. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Ривкин С. Л., Егоров Б. Н., Неуструев Н. Н. Автоматический регулятор температуры в пределах от 30 до 600° с точностью ± 0,01°. «Заводская лаборатория», т. 26, 1960, № 12, с. 1429.

Ротфельд С. Г. Приборы автоматизации производственных процессов Мосгорсовнархоза. «Механиз. и автоматиз. производства», 1961, № 4, с. 37—39.

Сержерс В. С., Чистова Е. С. Блоки на полупроводниковых элементах для ПИ и ПИД-регуляторов. «Приборостроение», 1961, № 11, с. 15—18.

Сэмбон Тасуку. Электронные устройства управления. «Дэнси когё, Electronician», vol. 9, 1960, № 6, р. 562—566.

Теплоэнергетические и химикотехнологические приборы и регуляторы. Сб. статей. М.— Л., Машгиз, 1959.

Цебенко В. А. Автоматическое регулирование кислотности маточного раствора в ванне сатуратора в условиях коксохимического производства КМК. «Механиз. и автоматиз. производства», 1961, № 3, с. 24—26.

Шефер К. Р. Авиационный бензомер емкостного типа, основанного на схеме самобалансирующего моста. Сб. «Схемы промышлен. энергетики». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Шилд Р., Вессон Н. Схема автоматического регулирования, обеспечивающая поддержание строгого постоянного объема жидкости. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Шмонин А. А. Измерение и регулирование температуры в термических печах. «Измерит. техника», 1962, № 2, с. 27—28.

Электронный измерительный прибор типа ЭР-Ш-54 (Э-Ш-54). Описание и инструкция по эксплуатации. М., ЦБТИ, 1959.

Электронный регулирующий прибор ЭР-Ш-К-Т, завод «Комега», Сб. статей, ЦБТИ тяжелого машиностроения, М., 1958, с. 61.

Яворский В. Г. Схема регулирования и одновременного указания уровня воды в напорном резервуаре ТЭЦ. «Сахарн. промышленность», 1961, № 4, с. 46.

Иноуэ Хидэо, Акияма Нобутоси. Электронные устройства постоянного тока для автоматического регулирования производственными процессами. «Кагаку гидзюцу тэмбо, Дэнси кагаку, Electron Sci», vol. 10, 1960, № 7, p. 30—38.

Кобаяси С., Какинума Т., Кусуи С., Кида М., Кондо М., Сугаикэ С., Мураяма Т., Имаи А., Исодзаки И. Термоэлектрический регулятор комнатной температуры. «Тосиба рэбю, Toshiba Rev.», vol. 16, 1961, № 2, p. 135—142.

Нагатанигава Такаси. Электронные установки для автоматического регулирования. «Сэйси когё, I. Pulp and Paper Ind.», vol. 9, 1960, № 6, p. 472—479.

Оно Исаму, Камино Масасу. Электронные устройства для управления производственными процессами. «Кагаку гидзюцу тэмбо, Дэнси кагаку, Electron Sci», vol. 10, 1960, № 3, p. 30—35.

Хирабаяси Хироёси. Электронные регуляторы процессов (структура контуров), «Отомэсён, Automation», vol. 6, 1961, № 1, p. 29—34.

Barlow Derek, May Ernest. What's available in Europe for electronic process control. «Control Engng.», vol. 7, 1960, № 6, p. 103—107.

Biezunski G. Chaînes electroniques de regulation industrielle. «Automatisme», vol. 7, 1962, № 9, p. 320—324.

Böhner Adolf. Der Dreipunktverstärker als stetiger Regler. «Siemens—Z», Bd. 34, 1960, № 10, S. 564—569.

Buch Werner. Elektrische Regler für Regelungsaufgaben in der Industrie. «Betriebs—Okcnom», Bd. 14, 1961, № 10, S. 479—486.

Davidovici Marcel. Generator de inalta frecventa pentru incalzire prin inductie. «Automat si electron», vol. 5, 1961, № 4, p. 180—185.

Dzieyk Bruno. Antomatische Füllstand—Meß—und Regelgeräte. Konduktive, Kapazitive und radioaktive Verfahren für Flüssigkeiten und Schüttgüter. «Automatik», Bd. 7, 1962, № 3, S. 92—95.

Elektronischer P. J.— Regler für Abwasseraufbereitung. «Masch. und Werkzeug — Europa Technik», 62, 1961, № 10, S. 18—20.

Elektronischer Universalregler. «Regelungstechnik», Bd. 9, 1961, № 6, S. 261—262.

Flores F. Montage auto — regulateur à transistor pour le chauffage d'un thermostat. «Rev. gén. electron», vol. 16, 1962, № 186, p. 32—35.

Gaden D. Raisons militant en faveur d'un regleur électroque de Witesse. «Bull. Sch. weiz. elektrotechn. Vereins», vol. 52, 1961, № 8, p. 308—312.

General Electric introduces electronic instrumentation line. «Iron and Steel Engr.», v. 39, 1962, № 9, p. 233.

Heusel W., Sin elektronisch gesteuerter Energieregler, «Elektro—Welt», c. 5, № 6, 1960, S. 147—148.

Hohmann Emil, Regel—und Steuerorgane bei automatischen Ölfeuerungen, «Automatik», Bd. 6, № 2, 1961, S. 57—58.
Hübner R., Elektronische automatische Heizungsregulierungen für Olfeuerungen, «Schweiz. Maschinenmarkt», Bd. 61, № 36, 1961, S. 101—103.
Imao Takashi Kobayashi Eiji, Konno Daikichi, Electric governor with magnetic amplifier for Water turbine, «Magnetic amplifier Japon», Ogaka, 1960, p. 70—75.
Jaekel Walter. Neue elektrische und pneumatische Regler. «Elektro — Techn.», Bd. 42, 1960, № 4—5, S. 33—34.
Kußmann A. Magnetische Waagen, II, Schichtdiokenmesser, Geräte zur Magnetoanalyse und zur Eisengehaltsprüfung. «Arch. techn. Messen», 1962. № 312, S. 15—18.
Leleu Jean. Utilisation des smiconducteurs pour la regulation de température, «Electr. industr.», 1961, № 46, p. 272—278.
Lessons ensembles d' une chaine de regulation electrique systeme Askania. «Mecanic», vol. 20, 1960, № 2, p. 138—141.
Madeisky Hans. Elektronische Füllstandanzeiger als Meß- und Steurungseirichtungen bei Industrie — Dampfkraftwerken. «Enegrie und Tech.», Bd. 14, Febr., 1962, S. 63—66.
Malan J. D. Electro — mechanical Controls, «Refrig. J.», vol. 14, 1961, № 9, p. 31.
Marton Fred D. Process control systems, «Instrum. and control Syst.», vol. 33, 1960, № 1, p. 112—113.
Marton Fred D. Process control systems, «Instrum. and control Syst.», vol. 33, 1960, № 4, p. 622—623.
Portable temperature regulator RC-100. «Radio and TV», vol. 4, 1961, № 10, p. 68.
Rosenthal L. A. A programmed constant temperature controller, «Automat. control», vol. 11, 1959, № 1, p. 21—22.
Rüb Friedmund. Electrosche Regler für Industrieöfen. «Elektro — Techn.», Bd. 43, 1961, № 29—30, S. 336—339.
Ruiter Jacob H. Jr., Murphy R. Gordon. Basic electronic controls, 2, Indicators recorders and controllers. «Mach. Design», vol. 33, 1961, № 25, p. 171—194.
Samal Erwin. Programmregler. «AEG—Mitt», Bd. 50, 1960, № 8—9, S. 335—341.
Schweiger M. Zur Anwendungfotoelektrischer Meßmethoden in der Analysenmeßtechnik. «Z. Messen, Steuern, Regeln», Bd. 4, 1961, № 9, S. 394—397.
Shimoi Kichijiro. Potentiometr hype program temperature cotroller. «Scient. Instrum. Rev. Japan», 1960, № 2, p. 5—9.
Skotnicky Jozef. Tranzistorovy termoregulátor. «Slaboprodý obzor», 21, 1960, № 12, 719—723.
Steurn und Regeln. «Ind.— Anz.», Bd. 84, 1962, № 56, S. 1405—1411.
Szyszka Manfred. Zweipunkt — Regler für elektrische Meßwerke mit elektronischer Abtasteinrichtung und Transistor Verstärker. «Feinwerktechnik», Bd. 64, 1960, № 10, S. 369—373.
Cairnie A. B., Pullar I. D. Temperature controller based on measur-
Temperaturregler mit Istwertanzeige «Export—Markt. Elektrotechnik», Bd. 41, 1961, № 11, S. 28.
Tiller T. R. Electronic controls. «Refrig. J», vol. 14, 1961, № 9, p. 32—33, p. 35—36.
Transistorised temperature controller. «Engineer», vol. 209, 1960, № 5441, p. 775.
Temperature controller. «Electron. Equipm. News», vol. 3, 1961, № 7, p. 56.
Transistor Regler. «Elektro-Anz. Ausg. ges. Ind.», Bd. 15, 1962, № 3, S. 29.
Ullmann Joachim. Elektronische Steuerungen- und was dahintersteckt. «Elektromeister», Bd. 4, 1961, № 8, S. 226—231.

Verheyden José. Determination des carachteristiques des regulateurs, «Rev. A», vol. 4, 1962, № 2, p. 94—99.

Verwendung edektronischer geräte zur Maschinen- und Qualitätsüberwachung, «Wirkerei- und Strickereitechn.», Bd. 12, 1962, № 4, S. 162—164.

Wellenhofer Kurt. Ein neuer kompensationsregler mit Transistoren. «WSW Techn. Ber», Bd. 13, 1961, № 2, S. 52—56.

Zeitz Karl Heinz. Sofortregler GEAVIT. «AEG.— Mitt», Bd. 50, 1960, № 8—9, S. 342—345.

Ziegler J. G., Nichols N. B., Electronic flow control, «ISA» Journ. vol. 6, 1959, № 1, p. 58—63.

д) Электронно-гидравлические и электронно-пневматические регуляторы

Берлинер М. А. Автоматизация процессов сушки. «Механиз. и автоматиз. произ-ва», 1961, № 10, с. 50—53.

Войтенко Т. В. Пневмопреобразователь для электронных автопотенциометров и электронных уравновешенных мостов. Филиал ВИНИТИ АН СССР. Передовой научно-технич. и произв. опыт. Тема 42, № П-58-79/9, М. 1958.

Гертлинг Бенно. Электронные пневматические устройства автоматического регулирования. «Немецкий экспорт. Точн. механ. и оптика». 1960.

Корнилов Р. В., Христофоров Н. Г. Электронный экстремальный регулятор. Сб. статей конференции по теории и применению дискретных автоматических систем. Изд. ИАТ АН СССР, 1958.

Ордынцев В. М., Шендлер Ю. И. Автоматическое регулирование и автоматические регуляторы технологических процессов. М., Машгиз, 1960.

Романов Н. А. Новая схема автоматизации для ферментаторов. «Приборостроение», 1960, № 3, с. 24—25.

Рузский Ю. Е. Электрогидравлические регуляторы. Сб. статей «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 1. М., Машгиз, 1958, с. 134—165.

Стращун А. З. Автоматические регуляторы. Сб. «Теплоэнерг. и химико-технол. приборы и регуляторы». М.— Л., Машгиз, 1961, с. 42—57.

Унифицированный пневмогидропривод с телемеханическим управлением. «Вестн. техн. и эконом. информ.», НИИ техн.-экон. исслед. Гос. комитета Сов. Мин. СССР по химии, 1962, № 2, с. 41—43.

Биязов Йордан. Пневматични и електропневматични регулатори. «Техника» (Бълг), т. 11, 1962, № 1, с. 24—27.

Губашвили Н. В., Камкамидзе К. Н. Хелсанузота мусеиаблобекса да автоматизациис сашуалебата Тбилисис самецниеро — квлевити институтис шромеби. «Тр. Тбилисск. н.-и. ин-та приборостроен. и средств автоматиз.», 2, 1960, 143—154.

Златарев К., Шишманов Ч. Нови уреди за автоматизация, производство на ГДР. «Машиностроение» (Бълг), 9, 1960, № 6—7, с. 54—56.

Axelrod Leslie R. Controller combines electronic sensing with pneumatic output. «Control Engng.», vol. 8, 1961, № 10, p. 123.

Balls B. W. Instruments for automation. «Paper. Technol.», vol. 1, 1961, № 3, p. 268—275.

Beard Chester S. Pneumatic and electric transmitters. «Plant Engng», vol. 16, 1962, № 7, p. 125—128.

Benditz Hans. Ein neues elektronischpneumatisches Regelsystem. «Erdöl und Kohle», Bd. 13, 1960, № 10, S. 763—766.

Chaouloff Michel. L'importrance prese par la regulation automatique par control peumatique on electronique dans l'industrie de pétrole. «Ind. pétrole», vol. 27, Nov., 1957, p. 61—62.

Continuous blending of materials. «Measurem and control», vol. 1, 1962, № 8, p. 343—347.

Cowthorne C. W. Elektrohydraulische Regeleinzichtunge der Verfahrenstechnik. «Techn. Rundschau», Bd. 51, 1959, № 43, S. 17, 19, 21.

Ein Elektronisch — pneumatisch gesteuerter Schraub — Automat. «Masch. und Werkzeug — Europa Technik», Bd. 63, 1961, № 16, S. 36.

Elektropneumatischer Kleinregler. J., «Elektrotechn. Z», Bd. 13, 1961, № 13, S. 286.

Henke Russ. A Systems approach to high — accuracy fluid power control valving. «ISA Trans.», vol. 1, 1962, № 1, p. 29—38.

Herscovici Harri, Călusită Mioara, Roišman Wilhelm, Nica Lucian, Borocin Leon, Márcut Iosif. Sistem unificat electronopneumatc pentru reglarea automată a processelor industriale. Part. II. «Automat. si elektron.», vol. 6, 1962, № 2, p. 41—48.

Jaekel W. Kembinierte elektrische und pneumatische Regelsysteme. «Elektromeister», Bd. 13, 1960, № 10, S. 548—552.

Jaekel Walter. Kombinierte pneumatische und elektrische Regelsysteme. «Elektro-Anz», Bd. 13, 1960, № 3, S. 11—13.

Combinierte elektrische und pneumatische Regelsysteme. «Keram. Z.», Bd. 11, 1961, № 7, S. 338—340.

Kubler Alfred, Sartorius Hans. Telepern-telepneu association efficace des techniques electronique et pneumatique. «Electron. industr.», 1961, № 40, S. 35—37.

Marson G. B., Hutcheon J. C. Electronics in industrial process control. Part 2. «Control», Vol. 4, 1961, № 35; p. 88—91.

Mosher Ralph S., Wendel Berthold. Force-reflecting electrohydraulic servomanipulator. «Electro-Technol.», vol. 66, 1960, № 6, p. 138—141.

Neue Reglerkonstruktionen. «Keram. Z.», Bd. 13, 1961, № 5, S. 246—247.

Pneumatic controller with electrical input. «Control», vol. 37. 1961, p. 112—113.

Pressler G., Pneumatische und electropneumatische Regelgeräte. «Chem-Ingr-Techn»., Bd. 33, 1961, № 4, S. 260—266.

Randak Karel. Automaticka regulace teploty mleka pri pasteraci. «Prumysl. potravin», 12, 1961, № 6, 296—298.

Richard Michel, Tendance actuelles du controle — regulation, «Petrole inform», 1961, № 313, 61—64.

Richard Michel, Pneumatique contre électronique. «Pétrole inform», 1961, № 314, 53—55, 57—59.

Sarlea Ioan. Carachteristicile dinamice ale regulatorului electronic proportional integral de tip IR-130. «Automat. si electron.», 5, 1961, № 1, S. 28—35.

Sartorius H. Einheitsregelsysteme. «Regelungstechnik», Bd. 9, 1961, № 2, S. 49—54.

Soderholm Lars G. Electrohundraulic controls give 1580-ton expander sensitive touch. «Desing News», Vol. 17, 1962, № 11, p. 110—111.

Sula Oldrich, Hanausek Vaclav. Automaticka regulace teploty Sklazkych feedru system ERS, «Měřeni a regul», 1961, № 4—5, 43—47.

Une realisation de la ste Control Mailey. «Mesures et Controle industr.», vol. 24, 1959, № 264, p. 385—386.

3. СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

а) Общие вопросы применения и проектирования следящих систем

Арендт В. Р., Сэвенст К. Д. Практика следящих систем. М.— Л., Госэнергоиздат, 1962.

Бесекерский В. А., Орлов В. П., Полонская Л. В., Федоров С. М. Проектирование следящих систем малой мощности. Л., Судпромгиз, 1958.

Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления. М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.

Васильев Д. В., Митрофанов Б. А., Рабкин Г. Л., Самохвалов Г. Н., Семенкович А. А., Фатеев А. В., Чичерин Н. И. Расчет следящего привода. Л., Судпромгиз, 1958.

Васильев Д. В., Филиппов Г. С. Основы теории и расчета следящих систем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Гамынин Н. С. Основы следящего гидравлического привода. М., Оборонгиз, 1962.

Жиль Ж., Пелегрен М., Декольн П. Теория и техника следящих систем. М., Машгиз, 1961.

Круг Г. К. Расчет и проектирование следящих систем. Учебное пособие. Изд. Московского энерг. ин-та, 1958.

Попков С. Л. Основы следящего привода. Изд. 2-е переработ. М., Оборонгиз, 1958.

Рабинович Л. В. Электроавтоматика авиационных электромеханических установок. М., Оборонгиз, 1957.

Свечарник Д. В. Промышленные синхронно-следящие системы с усиленным моментом. М., Научно-техн. об-во приборостр. пром-сти, 1958.

Сиротин А. А. Автоматическое управление электроприводами. М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.

Темный В. П. Гидравлический силовой следящий привод промышленного значения. Сб. докладов «Системы, устройства и элементы пневмо- и гидроавтоматики». М., изд-во АН СССР, 1958.

Уланов Г. М. Регулирование по возмущению (компенсация возмущения и инвариантности). М.— Л., Госэнергоиздат, 1960.

Хаймович Е. М. Гидроприводы и гидроавтоматика станков. Киев, Машгиз, 1959.

Хользунов А. Г. Основы расчета пневматических приводов. Л.— Л., Машгиз, 1959.

Честнат Г., Майер Р. В. Проектирование и расчет следящих систем и систем регулирования. Ч. 1 и 2. М.— Л., Госэнергоиздат, 1959.

Baehr Hugo. Regeln und Steuern durch magnetische Verstärker, Kurze elementare Darstellung der Arbeitsweise und Anwendung magnetischer Verstärker. Braunschweig, Frieder, Vieweg Sohn., 1960.

Col D. J. Direct Current synchros. «Proc. IRE». Austral, vol. 20, 1959, № 4, p. 191—193.

Dürr A., Wachter O. Hydraulische Antriebe und Elektrohydraulik im Maschinenbau, München, Carl Hanser, 1958.

Hynes R. W., Servomechanisms, Austral «J. Justrum. Technol.», vol. 14, 1958, № 1, p. 29—39.

Johnson Charles W. Adaptive servos and the human operator, «Automat. Control», vol. 10, 1959, № 3, p. 16—24.

Kulikowcki R. On the theory of non — linear servomechanisms. «Bull. Acad. Poln. Sci. Ser. Tech.», vol. 6, 1958, № 5, p. 271—475.

Lauer H., Lesnick P. N., Matson L. E., Servomechanism fundamtals 2nd. ed., New York, McGraw-Hill Book Co., 1960.

Mohr Otto. Steuerungen und Regelungen elektrischer Antriebe, Nach Vorträgen, Tagg in Aachen, vom 15, 17, okt., 1958, Berlin, «VDE — Verl.», 1959.

Preess V. W., Jones W. R. Recent developments in the field of variable speed drives. «Electr. in Ind.», 1958, № 14, p. 4—6.

Oppelt Winfried. Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge 3 neubearb. und erw. Aufl. Weinneim Bergstr, Verl., 1960.

Przyblyski S., Glowacki I., Porownanie wynikow badan ukladow napedowych z amplidyna i transduktoren. «Prace przemysl inst. telekomun.», 9, 1958, № 25, 11—21.

Raven F. J. Automatic control engineering. New York, McGraw-Hill Book Co, 1961.

Smith C. L., Leondes C. T. On a compromische approach to serwomechanism dynamic responce optimization Conf. Vol. 14, Chicago, 1960.

Tyers Arthur, Miles R. B. Principles of servomechanisms. London, Pitman, 1960.

Vasseur B. Etude et calcul des servomecanismes ler part, Generalities. «Electron. industr.», 1960, № 33, p. 117—120, and 1960, № 34, p. 155—189.

б) Электрические приборные следящие системы на постоянном токе

Агерберг И. Одностепенная поворотная платформа. Труды 1 Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 701—707.

Вавилов А. А., Безвиконный А. А., Сергеев Э. В. Следящая система потенциометрического типа с компенсацией динамических ошибок. «Изв. высш. учебн. заведений. Приборостроение», т. 4, 1961, № 2, с. 58—66.

Гитис Э. И. Электрорадиоавтоматика. М.— Л., Госэнергоиздат, 1959.

Глазенко Т. А. Реверсивная система регулирования скорости вращения двигателя постоянного тока с полупроводниковыми ключами. «Изв. высш. учебн. заведений. Приборостроение», т. 5, 1962, № 1, с. 62—73.

Доброгурский С. О., Казаков В. А., Титов В. К. Счетно-решающие устройства. М., Оборонгиз, 1959.

Кацуто Тогино. Динамические характеристики серводвигателя постоянного тока с независимым возбуждением, управляемого тиратронным усилителем. Междунар. федерация по автоматич. упр. 1 Междунар. конгресс по автомат. упр. М., АН СССР, 1960.

Качурин В. Н. Особенности стабилизации следящих систем с усилителями на кристаллических триодах. «Изв. Ленингр. электротехн. ин-та». Вып. 42. 1960, с. 308—326.

Клубникин П. Ф. Объединенные следящие системы с двумя приводами. «Автоматика и телемеханика», т. 20, 1959, № 2, с. 161—175.

Костюк В. И. Комбинированные следящие системы с ограниченным числом производных от управляющего воздействия. «Изв. АН СССР. Отд. техн. н., Энергетика и автоматика», 1962, № 1, с. 143—151.

Кузовков Н. Т. Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах. М., Оборонгиз, 1960.

Кузовков Н. Т. О движении гиростабилизированной платформы при больших углах отклонения. «Изв. АН СССР. Отд. техн., н., Энергетика и автоматика», 1958, № 1.

Кулебакин В. С. Теория инвариантности автоматически регулируемых и управляемых систем. Труды 1 Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961.

Кюблер Е. Электронно-ионный регулятор скоростн. двигателя постоянного тока. Сб. «Схемы промышлен. электроники», М., изд-во ИЛ, 1959.

Орлов В. П., Танский Е. А. Приборная следящая сисема с защитой от напряжения нерабочей фазы. «Изв. высш. учебн. заведений. Приборостроение», т. 3, 1960, № 1, с. 18—25.

Петров Б. Н. Выбор передаточного числа силового редуктора следящего привода. Сб. «Элементы и приводы силовых следящих систем». М., Оборонгиз, 1961.

Терсков В. Г. Основы теории расчета систем с комбинированным управлением. Сб. «Элементы и приводы силовых следящих систем». М., Оборонгиз, 1961.

Терсков В. Г. Повышение динамической точности следящего привода за счет введения связей по возмущению. Сб. «О динамических свойствах следящих приводов». М., Оборонгиз, 1959.

Хейл, Мансберг. Схема с одним тиратроном для регулирования скорости двигателя осциллографа в диапазоне 3600 : 1. Сб. «Схемы промышл. электроники. Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., изд. ИЛ, 1959.

Холзингер, Смит. Схема следящего привода для синхронизации скорости вращения двигателя осциллографа. Сб. «Схемы промышленной электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., изд. ИЛ, 1959.

Чумаков М. М. К вопросу создания следящих систем, инвариантных к возмущениям. «Автоматика», (Київ), 1961, № 1, с. 33—46.

Back EMF determines damping signal in servo drive system. «Electr. Desing News», Vol. 6, 1961, № 1, p. 42—43.

Glosed loop speed control system. «Automation», vol 8, 1961, № 11, p. 117.

Kurman Konstanty. Dobor przełożenia przekadni zebatei w serwomechanizmie optimalnym. «Arch. automat. i telemech.», vol. 5, 1960, № 1, p. 77—84.

Lambert T. H. Exprimenting with basic servomechnisms. «ISA Journal», vol. 8, 1961, № 10, p. 50—52.

Musso Marcel. Les Machines tournantes de servomecanismes. «Automatisme», vol. 7, 1962, № 6, p. 241—247.

Oetker R. Folgeregler als Stellsystem übergeordnete Regellkreise. «Regelungstechnik», Bd. 9. 1961, № 1, S. 13—17.

Stockdeale L. A. Measurement of velocity error in servomechanisms «Bull. Electr. Engn. Educ.», vol. 21, 1958, p. 35—37.

Un variateur de vitesse á semi-conducteurs P. C. «Rev. gen électron», vol. 15, 1961, № 180, p. 39—41.

Völz H. Beitrag zur Motornsteuerung bei kleinen Leistungen. «Elektron Rudschau», Bd. 13, 1959, № 1, S. 25—28.

YEW Elektronic control system. «Radio and TV», Vol. 4, 1961, № 10, p. 68.

в) Электрические следящие системы на переменном токе

Виноградов А. Л. Автоматизированный асинхронный привод шахтной скиповой подъемной установки, управляемой с помощью жидкостного реостата. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 333—338.

Власов Н. П. Передаточная функция следящей системы с двухфазным асинхронным двигателем. «Автоматика и телемеханика», 23, 1962, № 4, с. 461—466.

Власов Н. П. Следящая система с двухфазным асинхронным двигателем, обмотка управления которого питается от генератора тока. «Автоматика и телемеханика», т. 22, 1961, № 5, с. 624—629.

Зарицкий М. Н. Исследование системы автоматического регулирования хода скиповых подъемных установок, оборудованных асинхронным электроприводом с дроссельным управлением, в режиме двигательного замедления. Труды Московского горного ин-та. 1959.

Кавун Е. С. Корректирующие устройства следящих систем переменного тока. Сб. «Системы автоматического регулирования и упр. Некоторые вопросы теории и техн.» Труды кафедры «Автоматика и телемеханика». Сб. 97. М., МВТУ, 1959, с. 52—67.

Куницкий Н. П. Ионное возбуждение двигателей реверсивных станов. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок.» М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 232—237.

Лис С., Блашке Т., Браун Б., Остераг К. Экспериментальное исследование принципиальной структурной схемы позиционных следящих систем. Междунар. федерация по автомат. упр. I Междунар. конгресс по автомат. упр. М., АН СССР, 1960, с. 31.

Нагорский В. Д. Об особенностях автоматического управления асинхронными двигателями с помощью параметрических усилителей. Сб. трудов совещания по автомат. электроприводу перем. тока. М., Изд-во АН СССР, 1958.

Плесков В. И. Применение ионных преобразователей для реверсивных электроприводов. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 226—232.

Росенбаули О. Б., Родин Р. Н., Фролов Б. Ф. Универсальная схема электропривода средней мощности для дистанционного управления исполнительными механизмами. Сб. «Обогащение и брикетир. углей». Вып. 9. М., Углетехиздат, 1959, с. 70—72.

Спенсер М., Управление скоростью асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при помощи дросселей насыщения и электронных ламп. Сб. «Схемы промышл. электроники.» Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Таксар И. М., Янушковский В. А. Аппаратура технологического контроля производства с использованием ядерных излучений. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по авт. упр. М., АН СССР, 1961, с. 829—839.

Таттель В. Н. Простой регулятор скорости маломощных двигателей переменного тока с использованием последовательного трансформатора, нагруженного тиратронами. Сб. «Схемы промышл. электроники.» Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Уильямс Е. М., Постерфильд С. Р. Следящая система электрода искровой обработки. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Матияма Тадахиро. Сервомеханизмы переменного тока. «Отомэсён, Automation», vol. 5, 1960, № 5, p. 126—130.

Нумакура Тосио. «Кейсокуто сэйгё. J. «Soc. Instrum. and Control Engrs», v. 1, 1962, № 1, p. 36—42.

Cojck—Jan. Automaticky regulator elektrod obloukové pece s asynchronnimi motorky rizenymi magnetickymi zesilovači. «Automatizace», Vol. 4, 1961, № 9, p. 261—265.

Mirtes Bohumil. Přistrojove rychlostni servomechanismy. «Automatizace», Vol. 4, 1961, № 8, p. 226—231.

Tomănek Evžen. Servomechanismy ZPA, «Měreni a regul», 1961, №2, p. 17—18.

Unvala B. A., Denvir B. T. A high speed D. C—A. C. servo drive unit. «Electronic Engng», Vol. 33, 1961, № 398, p. 213—217, 264, 271.

г) Силовые электрические следящие системы

Альшиц В. М. Электропривод моталки стана холодной прокатки с астатическим регулятором натяжения. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 254—259.

Архангельский А. И. Системы электропривода реверсивных прокатных станов. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 114—218.

Афанасьев В. Д. Электропривод летучих ножниц. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 243—247.

Башарин А. В., Голубев Ф. И., Кепперман В. Г., Зыков А. Я. Системы автоматического управления главным электроприводом наклонного и вертикального судоподъемников. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 351—355.

Бенедикт О. Новый электромашинный усилитель «Автодин». Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 316—325.

Брозголь М. М. Автоматизированные электроприводы нового металлургического завода. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 562—570.

Булгаков А. А. Программное управление металлорежущими станками. М.— Л., Госэнергоиздат, 1959.

Гагарский А. П., Молчанов А. С., Завилевич М. Л. Элементы электрической схемы автоматического регулирования неравноты ленты. «Труды Центр. н.-и. ин-та пром-сти луб. волокон», 1961, № 15, с. 42—54.

Гринман И. Г., Сахипов Н. И. Об автоматическом управлении многократными волочильными станками с помощью электрических моделей. «Труды ин-та ядерной физ. АН КазССР», 1961, № 4, с. 172—183.

Грузов В. Л., Мамедов В. М., Рудаков В. В. Применение следящих корректоров в системах электромашинной автоматики. Сб. работ по вопр. электромехан., Вып. 7, Ин-т электромехан. АН СССР, 1962, с. 147—157.

Гулякин В. Г., Тертичников В. Н. Метод расчета переходных процессов в электромашинном усилителе с поперечным полем. «Вестн. электр. пром-сти.», 1959, № 3, с. 36—39.

Динкель А. Д., Диркс Г. Г. К вопросу исследования динамики системы автоматического управления приводом вертикально шахтного подъема по системе Г.— Д. «Сб. научн. трудов Пермского политехн. ин-та», 1961, № 9, с. 25—31.

Доманицкий С. М. К вопросу о построении системы оптимального управления летучими ножницами. Сб. «Электропривод и автоматиз. промышл. установок.» М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 247—254.

Дралюк. Б. Н., Синайский Г. В. Система «грубого» регулирования толщины листа на непрерывном высокоскоростном прокатном стане холодной прокатки. Сб. «Электропривод и автоматиз. пром. установок.» М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 240—242.

Елисеев В. А. Учет упругости в анализе работы электропривода шлифовального станка. «Науч., доклады высш. школы. Электромехан. и автоматика», 1958, № 3, с. 150—160.

Кавуненко Е. А. Выбор параметров следящей системы с электромашинным усилителем для дистанционного управления судовым двигателем сгорания. Труды Ленинградского ин-та водн. трансп. Вып. 10, 1961, с. 32—44.

Ковальчин С. А. Влияние характера нагрузки на передаточную функцию электромашинного усилителя. «Изв. высш. учебн. заведен. Электромеханика», 1959, № 5, с. 38—43.

Коротаев А. И., Макшанов В. И. Схемы автоматического управления электроприводами. Тр., Ленинградского механ. ин-та, 1960.

Крон. Генератор переменной частоты и усилитель мощности для питания маломощного электродвигателя. Сб. «Схемы промышлен. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Кулебакин В. С. О методах улучшения автоматически действующих систем. Сб. «Автоматиз. машиностроит. процессов». Т. 3. М., АН СССР, 1960, с. 246—271.

Лямбах Р. В., Радченко Э. С., Шашкинский В И Автоматическое регулирование натяжения полосы между клетью и моталкой. «Механиз. и автоматиз. произ-ва», 1962, № 3, с. 9—12.

Наджафова Г. А. Оптимальное передаточное число редуктора в быстродействующих следящих системах. «Автоматика и телемеханика», т. 23, 1962, № 3, с. 342—348.

Наджафарова Г. А. Предельные динамические характеристики силовых исполнительных устройств следящих систем. ч. II. «Автоматика и телемеханика», т. 22, 1961, № 2, с. 185—198.

Розенман Е. А. О предельном быстродействии следящих систем по мощности, скорости и моменту исполнительного механизма. «Автоматика и телемеханика», т. 19, 1958, № 7.

Сабинин Ю. А., Мамедова З. Н. Электромеханическая система программного управления телескопом. «Изв. высш. учебн. завед. Электромеханика», 1961, № 7, с. 103—108.

Солодухо Я. Ю. Быстродействующая система автоматического управления главными приводами непрерывных прокатных станов. Сб. «Электроприводы и автоматиз. пром. установок». М.— Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 208—213.

Топчеев Ю. И. Об устойчивости синхронно-следящих систем с переконпенсированными электромашинными усилителями. Сб статей МИФИ. 1958, с. 21—44

Устинов А .А. Регулирование скорости двигателя постоянного тока с использованием регенеративного ЭМУ. «Труды Ленинградск. ин-та авиац. приб.». Вып. 21, 1958.

Фейгин В. Н. Автоматизация реверсивного стана холодной прокатки цветных металлов. Междунар. федерация по автомат. упр. I Междунар. конгресс по автомат упр. М., АН СССР, 1961, с. 421—430.

Финдлей Д. А. Схема управления с тремя подачами металлорежущей ленточной пилы. Сб. «Применение электронной автоматики». Сост. Дж. Маркус. М., ИЛ, 1962.

Челюсткин А. Б. Автоматизация прокатного производства за рубежом М., ЦБНТИ, 1958.

Чернов Е. И. Система автоматической остановки реверсивного стана 1200 холодной прокатки. Сб. «Электроприводы и автоматиз. пром. установок». М — Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 243—247.

Чут Д. М. Электронное устройство с соленоидным датчиком для автоматического регулирования скорости двигателя моталки. Сб. «Схемы промышл. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., ИЛ, 1959.

Шустов А. Д. Исследование системы регулирования скорости секций с электронным усилителем. Сб. «Бумагодел. машиностроение». Вып. 9. М.— Л., 1961, с. 111—145.

Электрооборудование металлорежущих станков. Вып. II. Сб. статей, М.— Л., Госэнергоиздат, 1958.

Arnolds Friedrieh Kaparitives Regelverfahren zur Automatisierung des Bandtransportes in Durehziehöfen. «Automatik», Bd. 7, 1962, № 2, S. 55—58.

Automatic continuous copper rod mill in New Jersey. «Engineer», Vol. 212, 1961, № 5509, p. 346—347.

Babad L. Electronic methods of motor control. «Electr. Rev.», vol. 171, 1962, № 2, p. 45—51.

Bell Heury H., Bentley J. M. Digital speed controls for sestional drives. «Pulp and Paper», vol. 36, 1962, № 12, p. 46—50.

Gabor Denes. Geregelte Antribe für Papiermashinen. «Elektrotechn. Z. B.». Bd. 11, 1959, № 5, S. 211—216.

Gosiewski Anatol. Wplyw charakteru ograniczenia w silniku wykonawczym na wlasności dynamiczne optymalnych serwomechanizmów przekáznikowych. «Arch. automat. i telemech.», 5, 1960, № 3.

L'electronique au service de l'automatisation dans la fabrication de la fibre de verre. «Usines aujourd 'uni», 1960, № 58, p. 78—80, p. 117—121.

Lucchini G. Progressi nella regolazione dei laminatoi a freddo per nastri. «Marelli», vol. 35, 1961, № 9—12, p. 14—28.

Neue Geräte für die Automatisierung in der Druck und Papierindustrie. «Automatisierung», Bd. 7, 1962, № 4, S. 28—29.

Pontoppidan M. Servoteknikken og dens anvendelse i industrien. «Maskinmestern», vol. 57, 1960, № 10, p. 70, 73—76.

Prooaccino R. J. Servovalves for force control. «Mach Design», vol. 33, 1961, № 21, p. 172—177.

Prowse D. W. Rolling mill control. «Electr. Rev.», vol. 169, 1961, № 1, p. 3—9.

Schoch W. Elektronisch Gesteuerte Antriebe. «Masch. und Werkzeug — Europa Technic», Bd. 68, № 23, S. 17—18, 20.

Tierney Thomas J. Eliminating false nulls in synchro servos. «Automat. Control», vol. 14, 1961, № 3, p. 24—26.

Ullmann Joachim. Das Transidyn-system als Regelungsmethode für Gleichstromantriebe «Automtisierung», Bd. 7, 1962, № 1, p. 12—14.

Walter Leo. Electronic equipment in the British steel industry. «Wire and Prod», vol. 37, 1962, № 9, p. 1159, p. 1162—1165, p. 1227, 1228.

Zeines Ben. Servomechanism fundamentals. New York—Toronto—London, McGraw—Hill Book Co., I nc., 1959.

д) Электрогидравлические и электропневматические следящие системы

Башта Т. М. Проблемы применения в автоматических системах высоких давлений жидкости. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 38—48.

Гроссшидт Г. Т. Расчет динамических характеристик типового станочного гидропровода с дроссельным регулированием скорости. Изд. таллинского политехн. ин-та, 1958.

Зайченко И. З. Автоколебания в гидропередачах металлорежущих станков. М., Машгиз, 1958.
Каменир Я. Н., Рапопорт Г. Н. Электрогидравлический двухкоординатный следящий привод для контурного копирования. Сб. «Автоматизация процессов машиностр.». Т. 1. М., АН СССР, 1962, с. 395—405.
Кичин Н. И. Облитерация и способы борьбы с ней. Сб. докладов «Системы, устройства и элементы пневмо- и гидроавтоматики» М., изд-во АН СССР, 1958.
Козлов Н. П., Крассов И. М. Определение динамической характеристики электромагнитного управляющего элемента, «Приборостроение», 1961, № 12, с. 1—4.
Колпакова Н. П. Пневматический механизм, как элемент системы автоматического управления. Сб. «Автомат. регулирование авиадвигателей». Вып. 2. М., Оборонгиз, 1960, с. 53—65.
Коробочкин Б. Л. Исследование динамики гидропривода копировального станка. Труды I Междунар. конгресса Междунар. федерации по автомат. упр. М., АН СССР, 1961, с. 573—583.
Решетихин Н. В., Потапов Б. И. Использование электрогидравлических следящих систем при автоматизации станков. Сб. «Автоматиз. металлореж. станков». М.— Л., Машгиз, 1961, с. 127—141.
Смирнов А. М. О динамических характеристиках гидравлических связях. «Автоматика и телемеханика», 21, 1960, № 9, с. 1306—1310.
Хогэн Д. У. Система с магнитной записью для управления станками. Сб. «Схемы промышл. электроники». Сост. Дж. Маркус и В. Целюф. М., изд-во ИЛ, 1959.
Челомей В. Н. Исследование пневматических и гидравлических сервомеханизмов. Сб. статей «Автоматическое управление и вычислительная техника». Вып. 1. М., Машгиз, 1958, с. 166—181.
Automatische Seitenkantensteuerung. «Automatik», Bd. 5, 1960, № 5, S 190—191.
Boitte Gerard. Possibilites de la servocommande électropneumatique. «Wirtschaft», vol. 6, 1961, № 3, p. 1—6.
Brokmeyer Donald E. Industrial hydraulic circuits. «Automation», vol. 8, 1961, № 9, p. 80—90.
Boyer P. D. Controlling guided missiles. 8, «Hydraulic servos. Part. C Control», vol. 3, 1960, № 22, p. 115—119.
Boyer P. D. Hydra lie sepvos, Part. A, «Control», vol. 3, 1960, № 20, p. 115—117.
Carpenter Jacques. Basic sequencing methods. Part. 1. Industrial hydraulic circuits. «Automation», vol. 8, 1961, № 6, p. 71—76.
Carpenter Jacques. Industrial hydraulic circuits. «Automation», vol. 8, 1961, № 7, p. 83—91.
Cizek F. J. Hydraulic servo performance in numerically controller machine tools. «Hydraul and Pneumat». vol. 13, 1960, № 16, p. 67—71.
Die elektrohydraulische Kantenregelung Bauart EMC. «AEG — Mitt». Bd. 50, 1960, № 3—4, S. 184.
Elektro—hydraulic servo systems give sub joy-stick control. «Design News», vol. 14, 1959, № 6, p. 26—27.
Eynon G. T. Britain's new developments in servo systems. «Hydraul. and Pneumat.», vol. 14, 1961, № 18, p. 103—104, 107.
Fillmore Robert L. Electrohydraulic servo systems for machine control. «Automation», vol. 7, 1960, № 2, p. 56—64.
Himmler Cónrad R. Elektrohydraulische Steuerungen im Raumfluggeräten und deren Energie-versorgung, «Raketenteehn und Raumfahrtforsch», Bd. 4, 1960, № 4, S. 118—126.
Himmler C. R. L'amlpificateur de coupe hydraulique, constitution amplification, comportement dynamique. «Automisme», Bd. 7, 1962, № 1, S. 11—15.
Jackel Walter. Kombinierte pneumatische und elektrische Regelsysteme. «Elektro — Anz.» Bd. 13, 1960, № 12, S. 11—13.

Kombinierte pneumatische und elektrische Regelsysteme. «Techn. Rundschau», Bd. 51, 1959, № 52, S. 33—35.
Mierzejewski Jerzy. Sterowanie elektronowo—hydrauliczne ze sperzeniem zwrotnym w budowie obrabiarek. «Przegl. mech.», 20, 1961, № 16, S. 477—484.
Shartle R. A. Industrial hudraulic circuits. Part 3. «Automation», vol. 8, № 8, p. 88—95.
Shute N. A., Turnbull D. E. Hydraulic servomechanisms, 3. «Automat. Progr.», 6, 1961, № 4, p. 134—140.
Viersma T. J. Investigations into the accuracy of hudraulic servomotors. «Philips Res. Repts.», vol. 16, 1961, № 6, p. 507—597.
Viersma T. I. Investigations into the accuracy of hydraulic servomotors. «Philips Res. Repts», vol. 17, 1962, № 1, p. 70—78.
Using elektro-hydravlic servo controls, «Engineering», vol. 191, 1961, № 4965, p. 818—819.
Watanabe S. F. Performance considerations in the choice of hydraulic power servo componeuts, «Paper. Amer. Soc. Mech. Engrs.», № MD—2, 1962.
Welch T. R. The use of derivative pressure fecdback in high performance hydraulic Servomechanisms. «Trans. ASME», vol. B 84, 1962, № 1, p. 8—14.
Ziesling Konrad. Armaturen mit automatischen Antrieb Zylinderangetriebene Schieber, Teil I. «Automatik», Bd. 7, 1962, № 5, S. 167—168.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Р

Т

У

Ф

Э

Технический редактор *Б. И. Моделль*

Корректор *Н. И. Шарунина* и *О. Е. Гинзбург*

Сдано в производство 16/VII 1963 г.
Подписано к печати 14/XI 1963 г.
Т-14782 Тираж 11.300 экз.
Печ. л. 41,25 Уч.-изд. л. 42
Бум. л 20,63 Цена 2 р. 30 к.
Формат 60 × 90¹/₁₆ Зак. 1644

Типография Металлургиздата,
Москва, Цветной б., д 30

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать
40	1-я снизу	$q = \sqrt{\frac{l_2}{w^2} + \frac{1}{4}\left(\frac{40,8\mu}{d^2\lambda\rho_0 V_0}\right)^2}$	$q = \sqrt{\frac{\omega^2}{w^2} - \frac{1}{4}\left(\frac{40,8l\mu}{d^2\lambda\rho_0 V_0}\right)^2}$
47	В формуле (II.35)	$\frac{l_2}{l_1} \cdot \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\frac{l_3}{\Delta y} - 1}$	$\frac{l_4}{l_1} \cdot \frac{b}{a}\left(\frac{l_3}{l_{20} \pm \Delta y} - 1\right)$
69	14-я сверху	**Влияние передаточных отношений редукторов**	**Работа гидравлических струйных регуляторов**
472	В формуле (VIII.24)	$\frac{W(s)}{1 + W(s)}\Theta_2(s)$	$\frac{W(s)}{1 + W(s)}\Theta_1(s)$

П о п р а в к а

При чтении формулы (II.80) на стр. 74 числитель и знаменатель поменять местами.

Основы автоматического управления. Зак. 1644.

